

Institut für Bio- und Nanosysteme (IBN)
Bioelektronik (IBN-2)

Untersuchung eines Elektroortungs- sensors in Hinblick auf die Anwendbar- keit für die Blutgefäß-Diagnose

Christina Kathrin Huck

Untersuchung eines Elektroortungs- sensors in Hinblick auf die Anwendbar- keit für die Blutgefäß-Diagnose

Christina Kathrin Huck

Berichte des Forschungszentrums Jülich; 4318
ISSN 0944-2952
Institut für Bio- und Nanosysteme (IBN)
Bioelektronik (IBN-2) Jül-4318

Vollständig frei verfügbar im Internet auf dem Jülicher Open Access Server (JUWEL)
unter <http://www.fz-juelich.de/zb/juwel>

Zu beziehen durch: Forschungszentrum Jülich GmbH · Zentralbibliothek, Verlag
D-52425 Jülich · Bundesrepublik Deutschland
☎ 02461 61-5220 · Telefax: 02461 61-6103 · e-mail: zb-publikation@fz-juelich.de

Zusammenfassung

Das Prinzip der aktiven Elektroortung der schwach elektrischen Fische wird als Vorbild für einen neuartigen, katheterbasierten Elektroortungssensor genutzt. Es werden die Potentiale dieses in der Diagnostik noch weitgehend unerforschten Verfahrens im Hinblick auf die Anwendbarkeit für die Blutgefäß-Diagnose aufgezeigt. Besonderes Augenmerk liegt hierbei auf der Möglichkeit zur Unterscheidung von gutartigen und bösartigen Gefäßwandablagerungen („vulnerable plaques“). Um ein grundlegendes, physikalisches Verständnis des Messprinzips zu erlangen, erfolgen die Experimente in einer kontrollierten, modellhaften Messumgebung unter Verwendung von Störkörpern aus Kunststoffen und Metallen in den Medien Luft und Wasser. Abstand, Größe und Material dieser Störkörper werden relativ zum Elektroortungssensor kontrolliert variiert. Ferner wird eine spezielle Messmethode vorgeschlagen, mit der sich eine erhebliche Steigerung der Empfindlichkeit erreichen lässt. Es konnte gezeigt werden, dass das Prinzip der Elektroortung ein vielversprechendes Verfahren für die Blutgefäß-Diagnostik ist. Mit nur einer einzelnen Messelektrode können Abstand und Objektgröße oder dielektrische Eigenschaften der Störkörper bestimmt werden. Basierend auf den Resultaten werden Vorschläge für ein ausbalanciertes, bildgebendes Sensorprinzip und für eine optimierte Auswertung unterbreitet.

Abstract

The principle of active electrolocation of weakly electric fish is used as a model for a new catheter-based electrolocation sensor. The potential of this principle, which is currently not explored to a great extent, is shown with respect to the application for blood vessel diagnosis. The motivation is to determine the differences between stenotic and nonstenotic, vulnerable plaques of the vessel wall. To get a basic understanding for the physics of this measuring principle, experiments took place in a controlled, model-like environment, where plastic and metal obstacles in media air and water are used. Distance, size, and material of the obstacle are varied relative to the sensor. Furthermore, a special measuring principle is suggested, which allows an increase in sensitivity. It was shown that the principle of electrolocation is a promising approach for blood vessel diagnosis. Distance, size, or dielectric properties of the obstacle were determined with only one electrode. Based on these results, new suggestions for a balanced, imaging sensor principle and for an optimized data analysis are presented.

Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis	VI
Tabellenverzeichnis	VII
1 Einleitung	1
1.1 Motivation und Aufgabenstellung	1
1.2 Stand der Technik	2
2 Biologische Grundlagen	7
2.1 Das elektrische Organ	7
2.2 Elektrische Organentladung und Felder	7
2.3 Elektrorezeptororgan	9
2.4 Aktive Elektroortung	9
3 Physikalische Grundlagen	13
4 Messtechnische Grundlagen	15
4.1 Abgleichmessbrücke	15
4.2 Ausschlagmessbrücke	16
4.3 Spannungsteiler	17
5 Experimenteller Messaufbau	19
5.1 Elektrodenanordnungen	20
5.1.1 Planare Elektrodenanordnung	20
5.1.2 Zylindrische Elektrodenanordnung	21
5.1.2.1 Großer Kathetersensor	21
5.1.2.2 Kleiner Kathetersensor	22
5.2 Messmethoden	23
5.2.1 Spannungsteiler mit Massebezug	23
5.2.2 Viertelbrücke mit Massebezug	23
5.2.3 Spannungsteiler mit invertierter Einspeisung	24
5.3 Lock-in-Verstärker	24
5.4 Positionierung und Datenerfassung	27
5.5 Durchführung der Experimente	28
5.5.1 Planare Elektrodenanordnung	28
5.5.2 Zylindrische Elektrodenanordnung	29
6 Ergebnisse und Diskussion	31
6.1 Einfluss und Vergleich der Messmethode	31
6.1.1 Messungen in Luft	31
6.1.1.1 Spannungsteiler mit Massebezug in Luft	31
6.1.1.2 Viertelbrücke mit Massebezug in Luft	36
6.1.1.3 Spannungsteiler mit invertierter Einspeisung in Luft	37

6.1.2	Messungen in Wasser	38
6.1.2.1	Spannungsteiler mit Massebezug in Wasser	39
6.1.2.2	Viertelbrücke mit Massebezug in Wasser	41
6.1.2.3	Spannungsteiler mit invertierter Einspeisung in Wasser	42
6.2	Einfluss äußerer Störgrößen	42
6.2.1	Temperaturabhängigkeit	43
6.2.2	Reproduzierbarkeit	43
6.2.3	Empfindlichkeit	45
6.3	Frequenzabhängigkeit	46
6.3.1	Frequenzabhängigkeit in Luft	48
6.3.2	Frequenzabhängigkeit in Wasser	49
6.4	Abstandsabhängigkeit	50
6.5	Größenabhängigkeit	53
6.6	Materialabhängigkeit	55
6.7	Simulation	60
6.7.1	Netzwerke	60
6.7.2	Simulation der Eingangsimpedanz	61
6.7.3	Simulation der kapazitiven Empfindlichkeit	63
6.8	Analyse Plaquedetektion	65
7	Zusammenfassung und Ausblick	67
7.1	Zusammenfassung	67
7.2	Ausblick	68
	Literaturverzeichnis	IV
	Danksagung	V

Abbildungsverzeichnis

1.1	Schemazeichnung eines stenotischen und nicht-stenotischen Plaques im Querschnitt	1
2.1	Elektrische Organentladung und Leitungsspektrum der schwach elektrischen Fische	8
2.2	Äquipotentiallinien der von einem schwach elektrischen Fisch generierten Feldverteilung	8
2.3	Elektrische Abbilder auf der Hautoberfläche der schwach elektrischen Fische	10
2.4	Veranschaulichung des Kontrastfaktors	11
2.5	Ausdehnung des elektrischen Abbildes	12
3.1	Numerische Simulation der Äquipotentiallinien eines gestörten Dipolfeldes mit Comsol	14
4.1	Abgleichmessbrücke	15
4.2	Ausschlagmessbrücke.	16
5.1	Schematische Darstellung des globalen experimentellen Messaufbaus. . . .	19
5.2	Fotografie des experimentellen Messaufbaus mit belackter Platine in der Aufsicht	20
5.3	CAD-Zeichnung vom Schnitt des großen Kathetersensors durch die Hochachse.	21
5.4	CAD-Zeichnung vom Schnitt des kleinen Kathetersensors durch die Hochachse.	22
5.5	Verschaltung der Elektroden mit dem Lock-in-Verstärker	23
5.6	Phasensensitive Detektion	25
5.7	Blockdiagramm des Lock-in-Verstärkers.	27
5.8	Fotografie des experimentellen Messaufbaus mit belackter Platine in der Seitenansicht	28
5.9	Vermessene Störkörperproben	29
5.10	Fotografien des Messaufbaus mit kontaktiertem kleinen Katheter im Medium Luft (links) und Wasser (rechts).	30
6.1	Messkurven des Spannungsteilers mit Massebezug in Luft	32
6.2	Ersatzschaltbild des kapazitiven Spannungsteilers der Platine mit den Elektroden 1 bis 5, vier in Reihe geschalteten Kapazitäten C_1 bis C_4 und den Teilspannungen U_{t2} bis U_{t4} an der Versorgungsspannung U_0	33
6.3	Kapazitiver Spannungsteiler und Berücksichtigung der Eingangsimpedanz .	35
6.4	Messkurven der Viertelbrücke mit Massebezug in Luft	37
6.5	Messkurven des Spannungsteilers mit invertierter Einspeisung in Luft . . .	38
6.6	Messkurven des Spannungsteilers mit Massebezug in Wasser	39

6.7	Ersatzschaltbild des resistiven Spannungsteilers der Platine mit den Elektroden 1 bis 5, vier in Reihe geschalteten Widerständen R_1 bis R_4 und den Teilspannungen U_{t2} bis U_{t4} an der Versorgungsspannung U_0	40
6.8	Resistiver Spannungsteilers unter Berücksichtigung der Eingangsimpedanz	40
6.9	Messkurven der Viertelbrücke mit Massebezug in Wasser	41
6.10	Messkurven des Spannungsteilers mit invertierter Einspeisung in Wasser . .	42
6.11	Langzeitmessung zur Überprüfung des Temperatureinflusses	43
6.12	Reproduzierbarkeit der Messungen im Medium Wasser	44
6.13	Vergleich des Signal-Rausch-Verhältnisses bei Messung des Stromes beziehungsweise der Spannung in Abhängigkeit des Abstandes d (Störkörper/Sensor).	46
6.14	Real- und Imaginärteil in Abhängigkeit der Messposition. Messkurven des großen Kathetersensors in Luft, verwendetes Störkörpermaterial ist Aluminium (14 mm Kantenlänge), der Abstand von Störkörper zu Sensor beträgt 2 mm.	47
6.15	Das Nyquistdiagramm zeigt den kartesischen Abstand $R_{Nyquist}$ (schwarze Gerade) und den dazugehörigen Winkel $\phi_{Nyquist}$ aus Abbildung 6.14.	48
6.16	Frequenzverhalten des kleinen Kathetersensors in Luft.	49
6.17	Frequenzverhalten des kleinen Kathetersensors am Medium Wasser	50
6.18	Spannungsmesssignale (Realteil) des großen Kathetersensors (Spannung 1 V, 1 kHz, Aluminiumstörkörper (14 mm)) als Funktion der Messposition für verschiedene Abstände d (Störkörper/Sensor).	51
6.19	Vergleich der Abstandsabhängigkeit im Medium Luft und Wasser	52
6.20	Schemazeichnung des Kathetersensors mit seinen Innenkapazitäten und Parallelkapazitäten	53
6.21	Spannungsmesssignale (Realteil) der verschiedenen Störkörpergrößen a (9, 11 und 14 mm) in Abhängigkeit der Messposition h des Störkörpers.	53
6.22	Kartesischer Abstand $R_{Nyquist}$ und der dazugehörige Winkel $\phi_{Nyquist}$ in Abhängigkeit des Abstandes d (Störkörper/Sensor) für verschiedene Störkörpergrößen a (großer Katheter an Luft).	54
6.23	Realteil in Abhängigkeit der Messposition der verschiedenen Materialien . .	56
6.24	Vereinfachtes Kapazitätsmodell des Kathetersensors	57
6.25	Vereinfachtes Widerstandsmodell des Kathetersensors inklusive Störkörpers am Medium Wasser	58
6.26	Logarithmische Auftragung der Material- und Abstandsabhängigkeiten bei dem kleinen Kathetersensor am Medium Luft und Wasser	59
6.27	Ersatzschaltbilder des Spannungsteiler mit Massebezug und mit invertierter Einspeisung	61
6.28	Simulation der Variation der Eingangsimpedanz	62
6.29	Simulation der Variation der Kapazitäten der Spannungsteiler	64
6.30	Bodediagramm des elektrischen Kontrastfaktors für verschiedene Gewebekomponenten des menschlichen Körpers	66
7.1	Platinenaufbau mit zwei großen Einspeiseelektroden und mehreren kleinen Messelektroden.	68
7.2	Katheteraufbau mit belackter und unbelackter Struktur für kapazitive und resistive Messungen.	69

Tabellenverzeichnis

1.1	Medizinische Diagnoseverfahren zur koronaren Plaquedetektion.	3
5.1	Auflistung der in dieser Arbeit vermessenen Proben als Störkörper.	29

1 Einleitung

1.1 Motivation und Aufgabenstellung

Erkrankungen des Herz- und Kreislaufsystems und ihre klinischen Manifestationen, wie der plötzliche Herztod oder der Schlaganfall, sind nach wie vor die Haupttodesursache der westlichen Industrienationen. Weltweit betrachtet wird die Mortalität der ischämischen Herzerkrankungen bis zum Jahr 2020 um mehr als 80% zunehmen [1]. Bevor die koronare Angiographie Anwendung als weit verbreitete Untersuchungsmethode fand, dachte man, dass das allmähliche Anwachsen von gefäßverengenden Ablagerungen (stenotische Plaques) durch Anlagerung von Lipiden an der Innenwand der Koronargefäße der Hauptauslöser für gewebeschädigende Blutflussblockaden war. Es wurde angenommen, dass die resultierende Gefäßverengung der Arterie entweder zu einer erheblich verminderten Blutversorgung oder zu einem vollständigen Verschluss der Arterie durch ein Blutkoagel führt [2]. Gewöhnlich bestehen stenotische Plaques aus kleineren Lipidkernen mit einer dicken, fibrösen Kappe, wobei eine zusätzliche Verkalkung zu einer weiteren Stabilisierung führt (Abbildung 1.1a). Daher sind sie sehr stabil und brechen gewöhnlich nicht auf [3]. Allerdings verursachen stenotische Ablagerungen nur 30% der Herzinfarkte. Nicht-stenotische

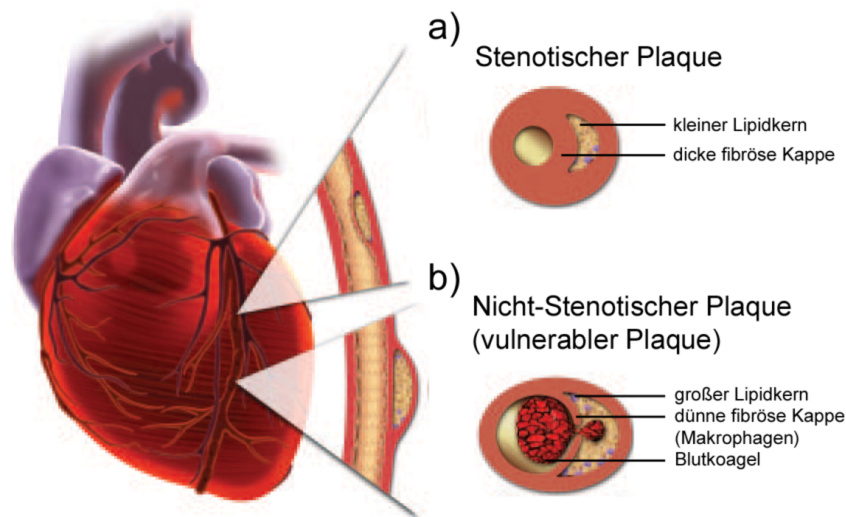


Abbildung 1.1: Schemazeichnung eines stenotischen a) und nicht-stenotischen b) Plaques im Querschnitt (modifiziert nach [3])
a) mit kleinem Lipidkern, aber dicker fibröser Kappe - gefäßverengend,
b) nicht-stenotischer Plaque mit großem Lipidkern, aber dünner fibröser Kappe - gefäßerweiternd.

Plaques, die zur Ruptur oder Erosion neigen, auch Risikoplaques genannt, erhielten 1990 durch Little [4] erstmals die Bezeichnung „vulnerable Plaques“. Gemeint sind lipidreiche

Plaques, die histologisch einen großen Lipidkern und eine dünne, fibröse Kappe mit einem hohen Anteil an Entzündungszellen (Makrophagen) aufweisen (Abbildung 1.1b). Die Anzahl der glatten Muskelzellen ist vermindert. Kombiniert mit anderen Stresssymptomen wie Makrophageninfiltration, neigen vulnerable Plaques dazu, an der dünnen, fibrösen Kappe aufzubrechen. Sie verursachen dadurch Blutklumpen in der Arterie, die zum Gefäßverschluss führen können. Die Ruptur solcher Plaques stellt eine der Hauptursachen für Herzinfarkte dar. Während stenotische Plaques aufgrund der Gefäßverengung detektierbare Symptome verursachen, entwickeln sich nicht-stenotische, vulnerable Plaques ohne erkennbare Symptome, die scheinbar grundlos zu Herz- oder Hirninfarkten führen.

Damit ist die Zusammensetzung der atherosklerotischen Plaques für das Risiko einer Gefäßthrombosierung mit anschließendem Gefäßverschluss von immenser Bedeutung. Eine zuverlässige Unterscheidung der gefährlichen, vulnerablen Gefäßablagerungen von weniger gefährlichen Plaques der Gefäßwand ist für die therapeutische Präventivbehandlung von Herz- und eventuell auch von Hirninfarkten unerlässlich. Bisherige Methoden der Plaquedetektion können diese Ablagerungen jedoch nur unzureichend voneinander unterscheiden.

In der vorliegenden Arbeit soll das Prinzip der aktiven Elektroortung der schwach elektrischen Fische als Vorbild für ein neuartiges, bionisches Sensorsystem zur Vermessung von Blutgefäßen dienen. Schwach elektrische Fische analysieren ein selbst generiertes, elektrisches Feld in ihrer näheren Umgebung. In diese Umgebung eindringende Objekte führen zu einer schwachen Feldverzerrung, die von Rezeptoren auf der Haut des Fisches detektiert werden können. Die Fische haben somit die Fähigkeit, sich in ihrem natürlichen Lebensraum auch bei völliger Dunkelheit elektrisch zu orientieren. Art und geometrische Verteilung der auf ihrem gesamten Körper verteilten Rezeptoren ermöglichen Aufschluss über das Objekt selbst. So lassen sich elektrische Materialeigenschaften (resistive und kapazitive) sowie metrische Parameter (Größe, Form, Entfernung) von Objekten berührungslos bestimmen. Das Prinzip der aktiven Elektroortung ermöglicht den Fischen somit nicht nur die Orientierung in dunklen Höhlensystemen, sondern auch die Erkennung von Feinden sowie die Nahrungssuche.

In Anlehnung an das Vorbild der Natur könnte mit einem katheterbasierten Elektroortungssensor der Zustand der Blutgefäße (Koronargefäße) auf die Art der Ablagerung untersucht werden. Das vorgeschlagene Messprinzip ist im Bezug auf die angestrebte Materialunterscheidung noch weitgehend unerforscht. Daher wird im Rahmen dieser Arbeit das Prinzip der aktiven Elektroortung im Hinblick auf die Anwendbarkeit für die Blutgefäß-Diagnose untersucht. Es werden zunächst mögliche elektrische Abtastverfahren auf ihre Eignung getestet. Die Anwendung des Elektroortungssensors befindet sich noch im Stadium der Grundlagenforschung. Zur Evaluierung des Verfahrens erfolgen daher die Messungen in einer kontrollierten Messumgebung, d.h. Abstand, Größe und Material der Ablagerungen werden kontrolliert variiert. Anstelle der verschiedenen Ablagerungsarten werden als Störkörper Kunststoffe und Metalle untersucht und das Plaque umgebende Blut wird durch Wasser ersetzt. Somit kann die mögliche Empfindlichkeit dieses Systems anhand einfacher, bekannter Materialparameter in einem reproduzierbaren Messaufbau charakterisiert werden.

1.2 Stand der Technik

Im Folgenden soll ein kurzer Überblick über die bisherigen Diagnoseverfahren der Plaquedetektion aufgeführt werden. Hierbei werden sowohl Verfahren aus der medizinischen Pra-

xis als auch Techniken im Forschungsstadium betrachtet. Man unterscheidet prinzipiell zwischen invasiven und nicht invasiven Verfahren. Zu den invasiven Diagnoseverfahren gehören die koronare Angiographie, der intravaskuläre Ultraschall, die optische Kohärenztomographie, sowie die intravaskuläre Thermographie. Invasive Verfahren sind katheterbasierte Verfahren und erfordern somit das Eindringen von Instrumenten in den Körper [5]. Gegenüber nicht invasiven Methoden bieten sie strukturelle Informationen mit einer höheren Auflösung, da sich die Messwertaufnahme nahe am zu untersuchenden Gewebe befindet und somit nicht durch andere Gewebe abgeschwächt wird. Tabelle 1.1 gibt eine Zusammenfassung der im Folgenden detailliert beschriebenen diagnostischen Verfahren.

Tabelle 1.1: Medizinische Diagnoseverfahren zur koronaren Plaquedetektion.

Methode	Messverfahren	Abbildung	Plauekomponenten					mechanische Eigenschaften	Bemerkung
			fibröse Kappe	Lipidkern	Entzündung	Verkalkung (Kalzium)	Thrombose		
invasiv	Angiographie	*					*		Standardmethode für stenotische Ablagerungen
	IVUS	*		*		*	*	*	Charakterisierung der Gefäßwand/ gute Detektion von Kalzifizierungen/ schlechte Lipiddetektion/ geringe Auflösung (120 μm)
	OCT	*	*	*		*	*		sehr hohe Auflösung (10 μm)/ geringe Eindringtiefe/ Spülung mit Salzlösung notwendig/ nur kurze Abschnitte analysierbar
	Thermographie				*				Temperaturerhöhung bei erhöhter Rupturgefährdung/ kostengünstig/ Änderung der Bluttemperatur machen Methode unbrauchbar
nicht-invasiv	CT	*	*	*		*	*		hauptsächlich zur Unterscheidung von kalzifizierten Plaques/ schlechte Auflösung/ fibröse und lipidreiche Bereiche schwer erkennbar/ hohe Strahlendosis gegenüber Patient
	MRT	*	*	*		*	*		diagnostische Aussagekraft der Plaquecharakterisierung in Koronararterien gering/ schlechte Auflösung/ für Patienten mit Herzschrittmachern und dergleichen ungeeignet

Die **koronare Angiographie** war die erste Methode zur Darstellung von Blutgefäßen. Hierbei wird jodhaltiges Kontrastmittel durch einen Katheter in das Blutgefäß injiziert und am Eingang des zu untersuchenden Koronargefäßes platziert. Auf der Röntgenaufnahme zeichnet sich der mit Kontrastmittel gefüllte Gefäßinnenraum ab, sodass Gefäßverengungen recht exakt dargestellt werden können [6]. Nachteilig ist jedoch, dass die koronare Angiographie keine Aussage über den Wandaufbau des Gefäßes sowie benachbarte Strukturen und deren räumliche Zuordnung zum Gefäß macht. Somit bietet die Angiographie keine Erkenntnisse über die charakteristischen Ablagerungskomponenten. Es sind lediglich Gefäßverengungen (das Gefäßlumen) durch Thrombosierungen und Verkalkungen sichtbar. Des weiteren ist eine Aufsicht der Gefäßinnenwand nur nach vorheriger Spülung des Gefäßes möglich [5].

Erhebliche Vorteile gegenüber der Koronarangiographie bietet der **intravaskuläre Ultraschall** (IVUS, engl. intravascular ultrasound). Dieser hat sich in den letzten Jahren als Goldstandard für die Beurteilung der Zusammensetzung atherosklerotischer Plaque in der medizinischen Diagnostik etabliert [7]. Der IVUS kann nicht nur das Gefäßvolumen, sondern auch die Gefäßwand und die akustische Dichte des gesamten Gefäßes abbilden. Der IVUS kann atherosklerotische Plaques darstellen, die mit der koronaren Angiographie nicht sichtbar sind und Anzeichen von kürzlich aufgetretenen Rupturen aufzeigen [8]. Des weiteren ist es möglich, kalzifizierte und nicht kalzifizierte Plaquebereiche zu unterschei-

den. Dennoch ist die Sensitivität bezüglich der Detektion von lipidreichen Bereichen sehr niedrig [9] und die Bildauflösung von (120 bis 150 μm) ist ebenfalls noch verbesserungsbedürftig. Seit Kurzem werden, basierend auf dem IVUS, neuere Techniken entwickelt, wie zum Beispiel die **Palpographie** und die virtuelle Histologie. Die **Palpographie** untersucht die lokalen mechanischen Eigenschaften von Gewebe mit Hilfe der durch den intravaskulären Druck erzeugten Deformation. Somit ist die Palpographie in der Lage, zwischen verformbarem und nicht verformbarem Gewebe zu unterscheiden. Eine solche Unterscheidung könnte die Detektion von vulnerablen Plaques erlauben [10]. Jedoch steht der endgültige Nachweis diesbezüglich noch aus. Bei der **virtuellen Histologie** wird der Radiofrequenzdatensatz, der dem IVUS-Bild zugrunde liegt, einer Spektralanalyse unterzogen. Die virtuelle Histologie scheint eine akkuratere Stadieneinteilung vornehmen zu können als der IVUS [11].

Ein relativ neues bildgebendes Verfahren ist die **optische Kohärenztomographie** (OCT, engl. optical coherence tomography), die allerdings derzeit noch nicht zu den Routineverfahren in der medizinischen Diagnostik gehört. Die OCT bietet ein zehnfach höheres Auflösungsvermögen gegenüber dem IVUS bei geringerer Eindringtiefe. Die OCT nutzt die Intensität von reflektiertem Licht, um den Abstand und damit die Dicke von unterschiedlichen Gewebearten zu messen. Im Vergleich zum IVUS wird bei der OCT infrarotes Licht hoher Bandbreite anstelle von Ultraschall verwendet [12]. In-vitro Untersuchungen haben gezeigt, dass durch die hohe Auflösung der OCT (10 bis 15 μm) die dünnen, fibrösen Kappen des vulnerablen Plaques erkennbar sind. Typische Plaquebestandteile wie Lipide, Kalzium und fibröses Gewebe lassen sich bei diesem Verfahren stärker voneinander abgrenzen, sodass die OCT detailliertere Informationen als der IVUS liefert [13]. Für eine gute Abbildungsqualität ist aufgrund der optischen Eigenschaften von Blut eine Blutverdrängung durch Spülen mit Salzlösung notwendig. Dies führt allerdings zu einem relativ kurzen Zeitfenster von nur 2 s. Die Untersuchung langer Blutgefäße ist daher sehr schwierig. Ein weiteres Problem stellt die geringe Eindringtiefe von nur 1,25 mm dar, gegenüber 5 mm für den IVUS [13].

Ein relativ junges, nicht bildgebendes Verfahren ist die **Thermographie**, welche das Blutgefäß beziehungsweise den Plaque mit lokaler Entzündung durch Nachweis erhöhter Temperatur detektiert. Die Idee geht auf Arbeiten von Casscells et al. [14] zurück, die 1996 in operativ entfernten Gefäßstücken gezeigt haben, dass in einem vulnerablen Plaque mit einer Entzündung durch Makrophagen eine lokale Temperaturdifferenz von bis zu 2,2 °C einhergeht. Nach in-vivo durchgeführten Arbeiten von Stefanadis et al. [15] sind Temperaturdifferenzen häufiger bei instabilen als bei stabilen Plaques zu finden. Es gibt zwei grundsätzlich verschiedene Methoden der intravaskulären Thermographie: auf Basis berührender oder nicht berührender Temperaturmessung. Schmermund et al. [16] beschreiben einen mit fünf Thermistoren besetzten Korbkatheter. Bei Ausdehnung des Korbes berühren die Thermistoren die Gefäßinnenwand und messen die Temperatur. Jeder Thermosensordraht des Ballonkatheters erlaubt die Messung der Plaquetemperatur mit einer Empfindlichkeit von 0,002 °C [17]. Dieser Katheter befindet sich derzeit im Forschungsstadium. Das zweite Messverfahren ist eine nicht berührende Temperaturmessmethode, welche einen infraroten Lichtwellenleiter im Katheter integriert hat. In Laborversuchen hat sich diese Methode als eine äußerst zuverlässige Methode erwiesen. Die Temperatur ist eines der aussagekräftigsten Charakteristika von Gefäßentzündungen. Daher kann die Thermographie direkte Informationen für die Detektion von entzündeten vulnerablen Plaques bieten. Aus technischer Sicht sind Temperaturmessmethoden sehr einfach und kostengünstig. Allerdings stellen Änderungen der Bluttemperatur und des Blutflusses po-

tentielle Fehlerquellen dar.

Nicht invasive Diagnoseverfahren wie die Computertomographie und die Magnetresonanztomographie sind zwar in der Lage Gefäßstenosen zu detektieren, die Gefäßwand zu visualisieren und auch Volumenbestimmungen atherosklerotischer Plaques vorzunehmen, sie erlauben jedoch keine ausreichende Charakterisierung der verschiedenen Plaquekomponenten [8].

Mit Hilfe der **Computertomographie** lassen sich zweidimensionale transversale Schichtbilder erzeugen. Man unterscheidet die **Elektronenstrahltomographie** (EBCT) und die **Mehrschicht-Spiralcomputertomographie** (MSCT). Bei der EBCT wird ein fokussierter Elektronenstrahl auf so genannte Targetringe umgelenkt, die sich unter dem Patiententisch befinden und an denen die Röntgenstrahlung entsteht [18]. Der Detektorring befindet sich über dem Patienten. Mit dem Elektronenstrahl-CT arbeitet man im so genannten Multislice-Verfahren, bei der von einer Schicht 17 bis 24 Bilder pro Sekunde erstellt werden können. Bei der MSCT hingegen wird der Patiententisch kontinuierlich durch die Bildebene geschoben, wodurch die Röntgenröhre eine spiralförmige Bahn um den Körper beschreibt. Die MSCT in Kombination von Elektrokardiogrammen hat in jüngster Zeit einige Einschränkungen der herkömmlichen Computertomographie (EBCT) überwunden. Kurze Aufnahmezeiten, ein höheres räumliches und zeitliches Auflösungsvermögen (220 ms vs. 100 ms) sowie ein größeres Signal-Rausch-Verhältnis haben die Visualisierung der Koronararterien verbessert [19]. Die darüber hinaus weiterentwickelte Kombination aus koronarer Angiographie und MDCT haben die EBCT und MRI weit übertroffen. Die Bildqualität verbessert sich derzeit kontinuierlich. Bis zu 64-Detektorsysteme ermöglichen derzeit die beste Interpretation der Koronararterien innerhalb der Computertomographie. Unter Verwendung von Kontrastmitteln ist die Darstellung verkalkter und nicht verkalkter Plaques möglich [20]. Kalkhaltige Plaques erscheinen als helle abgeschwächte Signale, wobei die lipidreichen oder fibrösen Bereiche als dunkle Signale innerhalb der Gefäßwand erscheinen [8]. Dennoch gibt es keinen Beweis, dass Veränderungen der Koronarkalkifizierung einer Risikogefährdung entsprechen [21]. Daher ist zurzeit noch unklar, ob diese Methode für eine differenzierte Unterscheidung von instabilen und stabilen Plaques geeignet ist [22]. Die mit der MDCT verbundene relativ hohe Strahlungs-dosis des Patienten limitiert den Einsatz des Verfahrens auf ausgewählte Patienten [20]. Jedoch wird in zukünftigen Computertomographen versucht, die erforderliche Strahlungsbelastung zu reduzieren, um diese Technik zu verbessern.

Von den derzeit diskutierten Methoden bietet die **Magnetresonanztomographie** (MRT) aufgrund ihrer zunehmenden räumlichen und zeitlichen Auflösung die besten Aussichten [2]. Sie erzeugt frei wählbare Schnittbilder mit Hilfe eines starken, sich ständig ändernden Magnetfelds und der von ihm erzeugten Resonanzsignale des Körpers. Es erfolgt eine Energieübertragung durch das Magnetfeld auf H^+ -Ionen im Gewebe. Ähnlich einer Stimmgabel, die immer nur Resonanzkörper gleicher Frequenz zum Schwingen bringt, werden durch verschiedene Magnetfelder verschiedene Strukturen angesprochen. Beim Zurückkehren in den Grundzustand geben die H^+ -Ionen Energie ab. Durch Auswertung der verschiedenen empfangenen Energiesignale entsteht das MRT-Bild. In größeren Arterien ist die MRT in der Lage, Detektion, Volumenbestimmung und Verlaufsbeurteilung atherosklerotischer Plaques durchzuführen. Außerdem ist die Charakterisierung verschiedener Plaquekomponenten, wie zum Beispiel Lipidkerne, fibröse Kappen, Kalzium und fibröse Gewebeanteile möglich. Dennoch stellt die nicht invasive Plaquecharakterisierung in den Koronararterien aufgrund von Bewegungsartefakten des Herzens und der kleineren Durchmesser der Koronararterien weiterhin eine Herausforderung bezüglich der diagnostischen Aussagekraft

dar. Zudem wirkt sich der niedrige Kontrast zwischen Gefäßwand, umgebendem Fettgewebe sowie Blut im Gefäßlumen und Myokard als limitierender Faktor aus [23]. Ferner ist die Untersuchung von Patienten mit metallischen Implantaten wie Schrittmachern und Defibrillatoren aufgrund des starken Magnetfeldes nicht möglich.

Trotz der vielen Fortschritte in Forschung und Entwicklung gibt es zurzeit noch kein Verfahren, mit dem es möglich ist, die Zusammensetzung der atherosklerotischen Plaques mit all ihren Bestandteilen zu detektieren. Die ideale Technik der Plaquedetektion müsste morphologische, mechanische und biochemische Informationen über die einzelnen Plaquekomponenten bereitstellen.

Die meisten der bisherigen Diagnoseverfahren versuchen in unterschiedlicher Art und Weise die Gefäßablagerungen mit ihren verschiedenen Plaquekomponenten zu visualisieren. Das invasive katheterbasierte Elektrolokationsverfahren könnte hierzu zusätzliche Informationen darbieten. Im Gegensatz zu den bisherigen Verfahren sollte das Prinzip der Elektrolokation verschiedene Plaques unterscheiden, falls die dielektrischen Eigenschaften voneinander abweichen. Es ist vermutlich nicht möglich eine genaue Differenzierung der verschiedenen Plaquekomponenten zu realisieren. Jedoch könnte das Elektrolokationsverfahren eine Art Auswahlkriterium darstellen, um einen stenotischen von einem nicht-stenotischen vulnerablen Plaque voneinander abzugrenzen. Zudem könnte dieses Verfahren zur weiteren Charakterisierung der verschiedenen Plaquearten hilfreich sein. Weitere Vorteile gegenüber anderen invasiven Verfahren sind, dass bei dieser Methode das aufwändige Spülen mit Salzlösung sowie das Verwenden eines Kontrastmittels entfallen würden.

2 Biologische Grundlagen

Viele aquatische Tiere besitzen die Fähigkeit, elektrische Felder zu detektieren. Diesen elektrischen Sinn findet man bei einigen Amphibienarten und zahlreichen Arten von Süßwasser- und Meerwasserfischen wie zum Beispiel bei Haien, Stören und Welsen. Sie haben die Fähigkeit, schwache bioelektrische Felder, die durch ihre Beute hervorgerufen werden zu detektieren. Diese Fähigkeit wird passive Elektroortung genannt. Nur zwei Süßwasserfischarten, die schwach elektrischen Fische Afrikas (Mormyriden) und Südamerikas (Gymnotiden), senden und empfangen ein elektrisches Feld. Dies bezeichnet man als aktive Elektroortung, da diese Fische das schwach elektrische Feld ($\sim 1 \frac{\text{mV}}{\text{cm}}$ in der Nähe ihres Körpers) selbst erzeugen können. Sie nutzen diese Fähigkeit, um Objekte in ihrer Umwelt zu detektieren. Die tropischen Süßwasserfische sind dämmerungs- und nachtaktiv. Daher sind sie auf dieses lichtunabhängig funktionierende Sinnessystem angewiesen, um sich in ihrer Umgebung zu orientieren.

2.1 Das elektrische Organ

Die Grundvoraussetzung der Elektroortung ist die Elektrogenese, mittels derer der Fisch elektrische Entladungen produzieren kann. Dies geschieht mit Hilfe des elektrischen Organs, das aus abgeflachten Zellen, den Elektrozyten aufgebaut ist. Elektrozyten sind modifizierte Muskelzellen, die über die Evolution die Fähigkeit der Kontraktion verloren haben [24]. Sie werden so innerviert, dass sie synchron erregt werden und sich anschließend entladen [25]. Da die Elektrozyten in Reihe geschaltet sind, addieren sich die Einzelpotentiale. Es entstehen dabei biphasische Entladungen (EOD, engl. electric organ discharge), die ein dreidimensionales elektrisches Feld um den Fisch aufbauen. Dieser Vorgang ist zwar auch dem Zitteraal, den Zitterrochen und den elektrischen Welsen zu Eigen, jedoch erzeugen diese sehr hohe Spannungen von bis zu 800 Volt oder hohe Stromstärken von bis zu 50 Ampere [26]. Sie nutzen diese Fähigkeit zur Feindabwehr und Beutejagd. Die in dieser Arbeit im Fokus stehenden schwach elektrischen Fische erzeugen dagegen Ladungen im Millivoltbereich, die für den Menschen nicht spürbar sind [27]. Zu den schwach elektrischen Fischen gehören die Familien der südamerikanischen Gymnotiden und die der afrikanischen Mormyriden. Während die Gymnotiden das elektrische Organ ventral durch den ganzen Körper tragen, beschränkt sich das Organ der Mormyriden auf den Schwanzstiel. Die beiden Systeme sind sich sehr ähnlich, haben sich aber evolutionär geschichtlich, unabhängig voneinander entwickelt [28].

2.2 Elektrische Organentladung und Felder

Um die Physik der aktiven Elektroortung zu beschreiben, ist es zunächst notwendig, die Entladung des elektrischen Organs und die elektrischen Felder zu betrachten. Es gibt zwei Arten elektrischer Fische: die eine Art weist pulsartige Entladungen des elektrischen Organs auf, die andere wellenförmige Entladungen. Dies ist abhängig von der Frequenz

und der Regelmäßigkeit der Entladungen des elektrischen Organs. Abbildung 2.1 zeigt die Entladungsmuster des südafrikanischen schwach elektrischen Elefantenrüsselfisches (*Gnathonemus petersii*) und des südamerikanischen Messerfisches (*Eigenmannia* sp.). *Gnathonemus* gehört zu den Puls-Arten oder Knatterern (Abbildung 2.1A). Die generierte Einzelimpulse sind sehr kurz (0,2 bis 10 ms) und durch weit längere und variable Pausen voneinander getrennt. Das generierte elektrische Feld besitzt ein breites Frequenzspektrum, welches je nach Verhaltensweise von 10 bis 10000 Hz variieren kann. Wellen-Arten oder Summer (Abbildung 2.1B) hingegen generieren kontinuierliche, wellenförmige Signale mit einer sehr stabilen Grundfrequenz (40 bis 1300 Hz)[27].

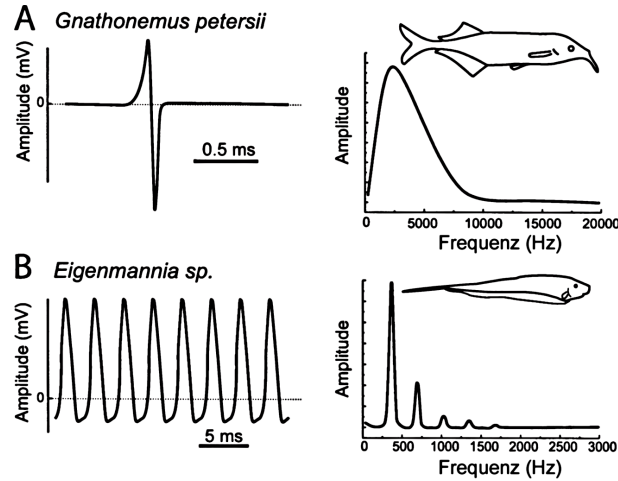


Abbildung 2.1: Die elektrische Organentladung (links) und Leistungsspektrum (rechts) der schwach elektrischen Fische. (A) Pulsart, (B) Wellenart (aus [29]).

Die räumliche Struktur des elektrischen Feldes ist für alle schwach elektrischen Fische gleich. Die Geometrie des Feldes, die aus der Entladung des elektrischen Organs resultiert, hat näherungsweise die Form eines Dipols. Abbildung 2.2 zeigt einen schwach elektrischen Fisch, umgeben von Äquipotentiallinien, die die räumliche Struktur des elektrischen Feldes aufzeigen. Die angegebenen Potentiale sind Spitze-zu-Spitze-Werte der Amplitude des EOD in Mikrovolt relativ zu dem Potential des Meerwassers. Daher sind alle Werte positiv. Diese Art der Abbildung ist eine Vereinfachung, denn sie ignoriert die zeitlichen Variationen in der Entladung des elektrischen Organs [10].

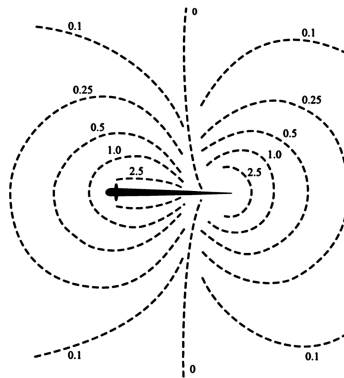


Abbildung 2.2: Äquipotentiallinien der von einem Fisch generierten elektrischen Feldverteilung (aus [30]).

2.3 Elektrorezeptororgan

Die Elektrorezeptorzellen ermöglichen den schwach elektrischen Fischen die Detektion der schwach elektrischen Felder. Die Rezeptoren sind in so genannten Rezeptororganen verkapselt, die sich in der Fischepidermis befinden. Über die Kanäle der Rezeptororgane, die mit lose gepackten Epithelzellen gefüllt sind, können sie mit der Körperoberfläche kommunizieren. Somit kann der elektrische Spannungsunterschied zwischen der Innenseite der Haut und der Oberfläche des Fisches gemessen werden. Die Elektrorezeptororgane sind über einen Großteil des Fischkörpers verteilt, wobei die Kopfregion besonders dicht besiedelt ist.

Abhängig von der Anatomie und der Sensitivität bezüglich der elektrischen Signale unterteilt man die Rezeptororgane in zwei Kategorien: Man unterscheidet das ampulläre Organ und das tuberöse Organ. Die Rezeptoren der ampullären Organe dienen der passiven Elektroortung. Sie reagieren auf niederfrequente (0,1 bis 40 Hz) elektrische Signale biologischen und geologisch-chemischen Ursprungs. Somit dienen sie zum einen der Ortung lebender Organismen, wie etwa im Sand versteckter Fische, die sich durch schwach elektrische Felder verraten. Andererseits können die Fische lokale elektrische Felder zur Navigation und Orientierung verwenden. Besondere Bedeutung ist jedoch dem tuberösen Organen zu schenken, welche nur in den Fischen, die zur aktiven Elektroortung befähigt sind, vorkommen. Tuberöse Rezeptoren reagieren auf die selbst erzeugten hochfrequenten elektrischen Signale im Bereich von 50 bis 10000 Hz. Sie haben ihre niedrigste Reizschwelle oft im dominanten Frequenzbereich der eigenen elektrischen Organentladung. Einige tuberöse Rezeptoren haben die absolute Empfindlichkeit an die Amplitude des selbst erzeugten Signals des Fisches angepasst. Daher ist ihre absolute Empfindlichkeit geringer als bei den ampullären Rezeptoren. Innerhalb ihres Dynamikbereichs sind sie jedoch für relative Änderungen der Signalamplitude extrem empfindlich. Die tuberösen Rezeptororgane können wiederum in verschiedene Rezeptortypen untergliedert werden, die für das Kodieren der Phase und der Amplitude verantwortlich sind [26].

2.4 Aktive Elektroortung

Das Grundprinzip der aktiven Elektrolokation basiert auf der Tatsache, dass Objekte mit einer Impedanz, die vom umgebenden Wasser verschieden ist, das elektrische Feld in der Nähe des Fisches ändern und so einen „elektrischen Schatten“, das so genannte elektrische Abbild (siehe Abbildung 2.3), auswerfen [16]. Das elektrische Abbild repräsentiert die lokale Potentialänderung, die von den tuberösen und ampullären Organen der Fischhaut wahrgenommen wird. Elektrische Abbilder sind grundsätzlich verschieden von optischen Abbildungen. Es gibt keine eindeutige Beziehung zwischen den räumlichen Objekteigenschaften und der Form des elektrischen Abbildes. Elektrische Abbilder sind daher immer stark verzerrt und unscharf. Der Grund hierfür ist, dass elektrische Abbilder im Gegensatz zu optischen Bildern von mehreren, die gleiche Wirkung erzeugenden Faktoren abhängen [32]. Das elektrische Abbild des Objektes hängt von den Objekteigenschaften (Abstand, Größe, Form und elektrischen Eigenschaften), von dem Fisch selbst (Amplitude und spektrale Charakteristiken des elektrischen Feldes des Fisches in Bezug auf die Objektposition) sowie von der Umgebung (Wasserleitfähigkeit, Hintergrundstörungen) ab.

Abhängig von der Impedanz des zu untersuchenden Objektes, können zwei verschiedene elektrische Abbilder auftreten: Objekte mit einer niedrigeren Impedanz als die des umgebenden Wassers erhöhen die Stromliniendichte. Sie verursachen ein elektrisches Abbild

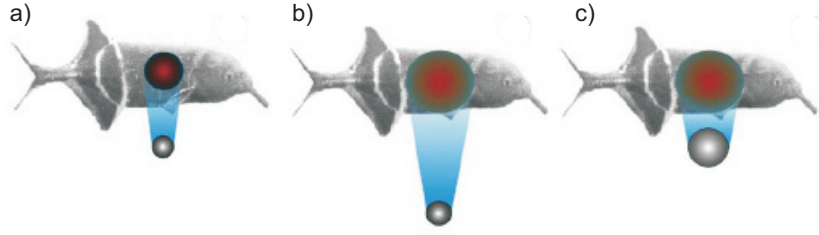


Abbildung 2.3: Elektrische Abbilder auf der Hautoberfläche der schwach elektrischen Fische verursacht durch Metallkugeln verschiedener Größen und verschiedener Abstände. Rote Farben kennzeichnen eine Erhöhung und blaue Farben eine Abnahme der EOD-Amplitude (aus [31])

- a) kleine Metallkugel bei kleinem Abstand,
- b) kleine Metallkugel bei großem Abstand,
- c) große Metallkugel bei kleinem Abstand.

mit einem großem Zentrum mit steigender EOD-Amplitude. Dies ist umgeben von einer kleinen Außenzone mit geringerer Amplitude. Objekte mit einer vergleichsweise höheren Impedanz verringern dagegen die Stromliniendichte. Ihr elektrisches Abbild ist also auf den gegenteiligen Effekt zurückzuführen.

Wie das elektrische Feld des Fisches durch Objekte verändert wird und wie dieser die Objekte als Modell von Objektstörungen und elektrischen Abbildungen wahrnimmt, betrachtet Rasnow in seiner Arbeit [33]. Das Problem stellt er stark vereinfacht dar, in dem er das elektrische Feld des Fisches \vec{E}_0 als ein homogenes Feld betrachtet. Die Störung des elektrischen Feldes durch ein Objekt wird durch eine Kugel mit dem Radius a angenähert. Dies bringt er in folgender Dipolgleichung zum Ausdruck:

$$\delta\phi(\vec{r}) = \frac{a^3 \vec{E}_0 \vec{r}}{|\vec{r}|^3} \quad (2.1)$$

Gleichung 2.1 repräsentiert die Änderung des Potentials am Punkt \vec{r} relativ zum Mittelpunkt des Objektes. Der Term a^3 ist das Volumen des Objektes. Die Verdoppelung des Objektvolumens würde somit zu einer achtfachen Erhöhung der Potentialänderung führen. Die Feldänderung ist am stärksten, wenn der elektrische Feldvektor \vec{E}_0 genauso ausgerichtet ist wie der Vektor \vec{r} . Gleichung 2.1 repräsentiert die Potentialänderung für einen reinen Nichtleiter. Im Allgemeinen sind jedoch die Dielektrizitätszahl ε und der elektrische Widerstand ρ des Objektes von dem des umgebenden Wasser verschieden:

$$\phi_0 - \phi_r = \delta\phi(\vec{r}) = \frac{a^3 \vec{E}_0 \vec{r}}{|\vec{r}|^3} \cdot \left(\frac{\rho_1 - \rho_2 + i\omega\rho_1\rho_2 \cdot (\varepsilon_1 - \varepsilon_2)}{2\rho_2 + \rho_1 + i\omega\rho_1\rho_2 \cdot (2\varepsilon_1 + \varepsilon_2)} \right) \quad (2.2)$$

wobei ρ_1 der elektrische Widerstand des umgebenden Mediums, ρ_2 der elektrische Widerstand des Objektes, ε_1 die Dielektrizitätszahl des umgebenden Mediums und ε_2 die Dielektrizitätszahl des Objektes darstellen. Abbildung 2.4 verdeutlicht diese Gleichung. Der Term in Gleichung 2.2 in den runden Klammern repräsentiert den elektrischen Kontrastfaktor. Sind die Dielektrizitätszahl und der elektrische Widerstand des umgebenden Mediums mit dem des Objektes identisch, so wird der elektrische Kontrastfaktor gleich null und das Objekt ist für den Fisch unsichtbar. Für einen reinen Nichtleiter ($\rho_1 \ll \rho_2$) wird der elektrische Kontrastfaktor $X = 1$ und für Leiter ($\rho_2 \gg \rho_1$) reduziert sich der

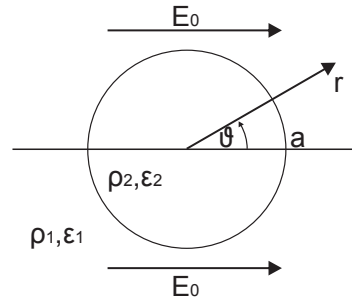


Abbildung 2.4: Veranschaulichung des Kontrastfaktors: Eine Kugel mit der Dielektrizitätszahl ε_2 und dem elektrischen Widerstand ρ_2 befindet sich in einem Medium mit der Dielektrizitätszahl ε_1 und dem elektrischen Widerstand ρ_1 und einem homogenen elektrischen Feld \vec{E}_0 . Die Lösung gilt für das gestörte elektrische Feld an dem Punkt \vec{r} außerhalb des Kreises.

Kontrastfaktor zu $X = -\frac{1}{2}$. Der elektrische Kontrastfaktor ist eine komplexe Zahl mit Real- und Imaginärteil. Der Realteil ist der resistiven Komponente der Objektimpedanz zugehörig, wohingegen der Imaginärteil die kapazitiven Eigenschaften von Objekten analysiert.

Mit der Rasnow-Gleichung 2.2 wird deutlich, dass das Messsignal der schwach elektrischen Fische mehrere Objektparameter (Abstand, Größe, Material) enthält. Um Informationen über ein Objekt während der aktiven Elektroortung zu gewinnen, müssen die schwach elektrischen Fische das elektrische Abbild analysieren, um aus diesem die verschiedenen Objektparameter ableiten zu können. Für verschiedene Objektparameter sind verschiedene Parameter des elektrischen Abbildes hilfreich.

Sowohl Puls- als auch Wellenarten sind in der Lage, resistive und kapazitive Widerstände von Objekten getrennt zu bewerten. Somit haben sie die Fähigkeit, belebte von unbelebten Objekten zu unterscheiden. Während die Pulsart die Änderung der Wellenform des EOD-Signals analysiert, analysiert die Wellenart Zeitverschiebungen. Das tubulöse Organ der Pulsart enthält zwei Typen von Rezeptorzellen, Typ-A und Typ-B-Zellen. Diese Zellen sind für das Kodieren der Amplituden- beziehungsweise der Welleninformation verantwortlich [34]. Beide Rezeptorzelltypen reagieren auf Amplitudenänderungen des Ortungssignals, die von Objekten in der Nähe des Fisches erzeugt werden. Gegenstände mit kapazitiven elektrischen Eigenschaften hingegen, wie zum Beispiel lebende Pflanzen und Tiere, erzeugen zusätzlich eine Verzerrung der Wellenform des Signals. Diese wird nur von den B-Zellen wahrgenommen. Die Wellenarten hingegen untersuchen die Zeitdifferenz. Bei der Wellenart unterscheidet man T- und P-Zellen, wobei die T-Zellen die Phase kodieren und die P-Zellen die Amplitude. Dennoch ist die Wellenformänderung und die Amplitudenänderung nicht allein auf die dielektrischen Eigenschaften des Objektes zurückzuführen. Zusätzlich analysieren die schwach elektrischen Fische den Abstand sowie die Objektgröße.

Die elektrische Abbildung auf der Fischhaut wird mit zunehmendem Abstand immer unschärfer, sowohl die Wellenform als auch die Amplitude nehmen ab. Den Grad der Unschärfe können die elektrischen Fische wahrnehmen. Dabei messen sie das Verhältnis aus maximaler Amplitude und maximaler Steigung (siehe Abbildung 2.5). Die Abstandsdetektion ist dabei unabhängig von Größe, Form und elektrischen Eigenschaften des Objektes [35]. Ferner wird angenommen, dass die schwach elektrischen Fische zur Detektion der Objektgröße die Ausdehnung des elektrischen Abbildes nutzen (siehe Abbildung 2.5). Da

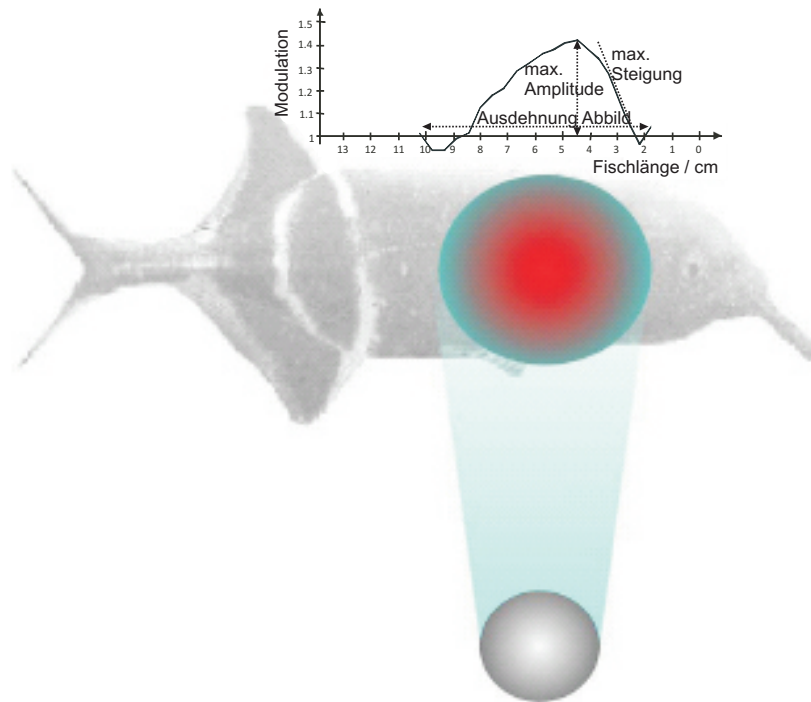


Abbildung 2.5: Ausdehnung des elektrischen Abbildes. Das elektrische Abbild weist ein „Mexikaner Hut Profil“ auf. Die schwache elektrischen Fische detektieren den Abstand durch Messung des Steigungs-Amplituden-Verhältnisses (aus [32]).

die Ausdehnung des elektrischen Abbildes auch mit dem Abstand korreliert, nimmt man an, dass bei der Detektion der Objektgröße auch gleichzeitig der Abstand gemessen wird [32].

Neuste Experimente aus der Gruppe um von der Emde zeigen [31], dass die elektrischen Fische auch dreidimensionale Objektformen detektieren können. Sie sind also in der Lage, lokale Funktionen des Elektrolokationsmusters aneinanderzufügen, um so eine Darstellung eines Objektes zu konstruieren. Diese erstaunliche Komplexität der Elektrolokation der schwach elektrischen Fische soll im Rahmen dieser Arbeit in einer technischen Anwendung untersucht werden.

3 Physikalische Grundlagen

Eine häufige Aufgabenstellung der Elektrostatik besteht darin, mit bekannter Ladungsverteilung $\rho(\vec{r})$ das elektrische Feld $E(\vec{r})$ zu bestimmen. Hierzu ist es vorteilhaft, das Potential als skalare Funktion ϕ einzuführen. Die räumlichen Struktur des elektrischen Feldes, welches den schwach elektrischen Fisch sowie die in späteren Kapiteln untersuchten Kathetersensoren umschließt, kann in erster Näherung im Fernfeld als ein Dipolfeld beschrieben werden. Ein idealer Dipol besteht aus einer Stromquelle der Magnitude von $+I$ an der Position \vec{p}_+ und einer Stromquelle der Magnitude von $-I$ bei \vec{p}_- in einem grenzenlosen Leitervolumen der Leitfähigkeit von σ . An einem beliebigen Punkt \vec{p} im dreidimensionalen Raum ist das elektrische Potential ($\phi(\vec{p})$) [36]:

$$\phi(\vec{p}) = \frac{I}{4\pi\sigma} \left(\frac{1}{|\vec{p} - \vec{p}_+|} - \frac{1}{|\vec{p} - \vec{p}_-|} \right) = \frac{I}{4\pi\sigma} \left(\frac{1}{\vec{r}_+} - \frac{1}{\vec{r}_-} \right) \quad (3.1)$$

Wenn der Abstand \vec{r} von dem Punkt \vec{p} zu der Mitte des Dipols sehr viel größer als der Abstand d zwischen den beiden Polen ist ($r \gg d$), so kann daraus die Fernfeldnäherung bestimmt werden. Im Fernfeld gilt für das Dipolpotential mit dem Winkel θ zwischen \vec{r} und der Dipolachse:

$$\phi(\vec{r}, \theta) = \frac{Id \cos \theta}{4\pi\sigma r^2} \quad (3.2)$$

Das elektrische Feld \vec{E} ergibt sich aus dem Gradienten des Potentials $\phi(\vec{r})$ [37]:

$$E(\vec{r}) = -\text{grad}\phi(\vec{r}) \quad (3.3)$$

Gleichung 3.3 verknüpft das Potential mit dem elektrischen Feld.

Der Verlauf des Potentialfeldes kann mit Hilfe von Äquipotentiallinien dargestellt werden. Mit Äquipotentiallinien und den Feldlinien, die senkrecht auf den Äquipotentiallinien stehen, lassen sich bestimmte Feld- und Potentialkonfigurationen graphisch veranschaulichen. Abbildung 3.1 zeigt dies exemplarisch für den in dieser Arbeit verwendeten Kathetersensor in einer Simulation mit dem Programm Comsol. Die Simulation zeigt einen Dipol mit einer Symmetriehälfte. Somit ist die Simulation auf ein zweidimensionales Problem zurückgeführt worden, bei der ein das Dipolfeld störender Körper kreisförmig um den Sensor angeordnet ist. In Abbildung 3.1 ist der Störkörper somit nur im Schnitt zu sehen. Abbildung 3.1a zeigt den Dipol im ungestörten Fall. In der Mitte des Dipols wurde eine potentialfreie Elektrode angenommen, über die der Potentialverlauf gemessen werden kann. Die Äquipotentiallinien ergeben sich durch die Rotation um die Verbindungsachse der beiden Ladungen. Da sie völlig symmetrisch zur mittleren Elektrode verlaufen, beträgt die Spannung der Messelektrode null. Wird der Störkörper genau vor die Messelektrode verfahren (Abbildung 3.1b), misst diese wegen der Symmetrie der Äquipotentiallinien immer noch eine Spannung von null. Wird nun der Störkörper zwischen die Messelektrode und der positiv geladenen Elektrode positioniert, werden die positiven Äquipotentiallinien

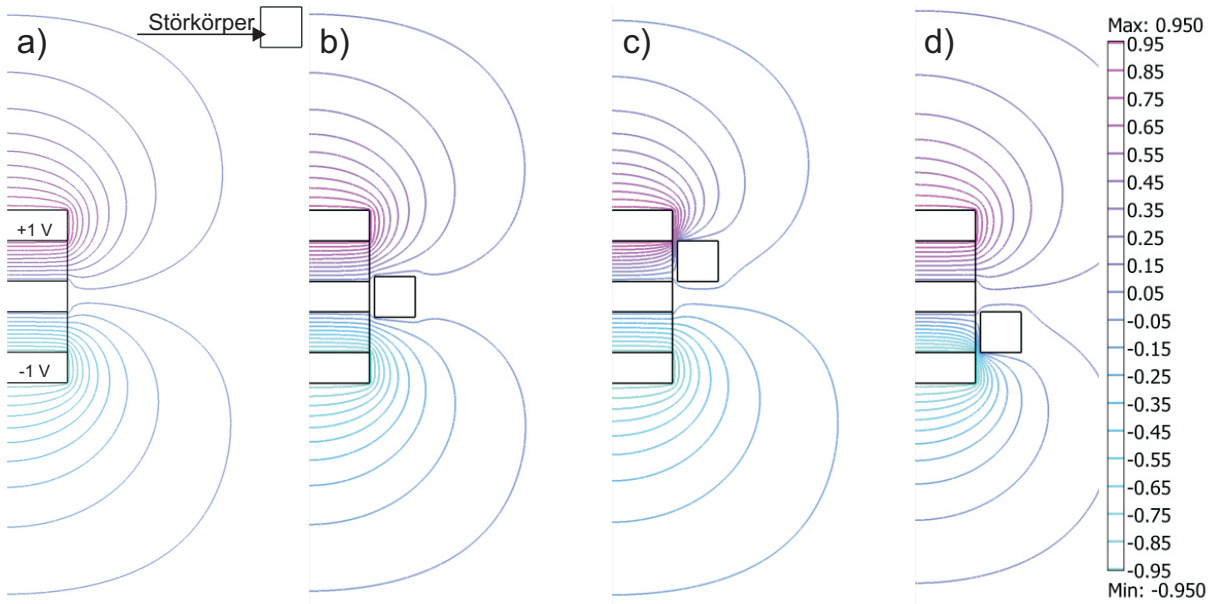


Abbildung 3.1: Numerische Simulation der Äquipotentiallinien eines gestörten Dipolfeldes mit Comsol.

in Richtung der Messelektrode verdrängt (Abbildung 3.1c). Somit misst die Messelektrode eine positive Spannung. Wird der Störkörper nun zwischen die Messelektrode und der negativ geladenen Elektrode positioniert (Abbildung 3.1d), werden die negativen Äquipotentiallinien ebenfalls in Richtung der Messelektrode verdrängt und die Messelektrode misst eine negative Spannung.

Für ein genereller Verständnis der Struktur des Feldes ist die Fernfeldnäherung sehr hilfreich. Für das Nahfeld (d.h. weniger als eine Fischlänge bzw. Kathetersensorlänge) wird die räumliche Struktur komplexer als das bisher angenommene einfache Dipolmodell. Betrachtet man Abbildung 2.2 näher, so wird deutlich, dass die Äquipotentiallinien in Nähe des Fischkopfes verglichen mit den Äquipotentiallinien des Fischendes gestreckter sind. Der relativ kleine interne Widerstand des Fischkörpers dehnt die Pole aus, sodass diese als eine Art Linienquelle anstatt einer Punktquelle erscheinen. Ein anderer wichtiger Effekt ist, dass im Nahfeld das Potenzgesetz mit einem anderem Faktor abnimmt. Im Fernfeld nimmt der Betrag des elektrischen Feldes mit dem Abstand mit r^{-3} ab. Im Nahfeld kann die Betragsabnahme des Feldes nicht akkurat mit einem Potenzgesetz beschrieben werden. Im Allgemeinen fällt die Feldintensität im Nahfeld langsamer als in Fernfeld ab. Abhängig vom Abstand haben Anpassungen von empirische Daten Potenzgesetze von r^{-1} und r^{-2} in Nähe des Fischkörpers ergeben [33].

4 Messtechnische Grundlagen

In der Messtechnik erfolgt die Messung von Widerständen, Kapazitäten und Impedanzen oft durch den Vergleich mit geeigneten Normalen. Eine besonders geeignete Möglichkeit ist die Verwendung so genannter Messbrücken, da sich hiermit kleinste Änderungen bei großem Grundsignal erfassen lassen. Genau diese Messaufgabe ist auch von den schwach elektrischen Fischen zu lösen. Die Grundschaltung wurde erstmals von Wheatstone (1842) zum Messen eines Widerstandes verwendet und wird als Wheatstonesche Brücke bezeichnet. Gleichspannungsbrücken haben den Vorteil des einfachen Aufbaus. Wohingegen Wechselspannungsbrücken Fehlereinflüsse durch Thermospannungen oder Driften leichter vermeiden können. Grundsätzlich unterscheidet man zwischen Abgleich- und Ausschlagmessbrückenschaltungen.

4.1 Abgleichmessbrücke

Eine Messbrücke besteht im einfachsten Fall aus vier Widerständen R_1 bis R_4 , die paarweise einen Spannungsteiler bilden. Von einer Abgleichmessbrücke (siehe Abbildung 4.1) spricht man, wenn durch den Brückenweig zwischen den Punkten a und b keine Spannung abfällt.

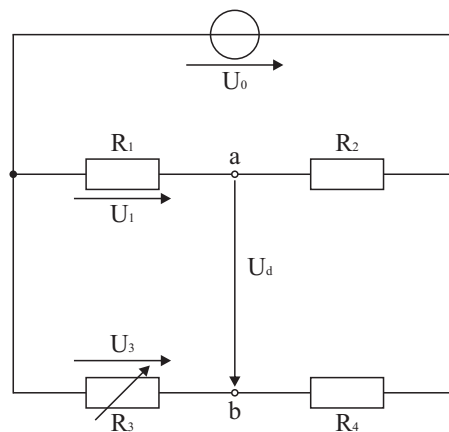


Abbildung 4.1: Abgleichmessbrücke (Wheatstone-Brücke).

An dem Widerstand R_1 fällt die Teilspannung U_1 :

$$U_1 = U_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (4.1)$$

ab und an dem Widerstand R_3 fällt die Teilspannung U_3 :

$$U_3 = U_0 \frac{R_3}{R_3 + R_4} \quad (4.2)$$

ab. Die Differenz dieser Teilspannungen ergibt die in der Brückendiagonale zwischen den Punkten a und b liegende Diagonalspannung U_d :

$$U_d = U_3 - U_1 = U_0 \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} \quad (4.3)$$

Ist die Diagonalspannung null, so ist die Brücke abgeglichen. In diesem Fall verschwindet der Nenner der obigen Gleichung und als Abgleichbedingung ergibt sich:

$$R_2 R_3 = R_1 R_4 \quad (4.4)$$

Zur Messung wird zum Beispiel der gesuchte Widerstand R_1 zusammen mit drei bekannten Widerständen zu einer Brücke verschaltet. Von diesen Widerständen ist mindestens ein Widerstand einstellbar, so dass die Brücke abgeglichen werden kann. Der Wert des gesuchten Widerstandes R_1 ist:

$$R_1 = R_3 \frac{R_2}{R_4} \quad (4.5)$$

R_3 ist einstellbar und R_2 und R_4 sind bekannte Widerstände. Analog zu der Abgleichwiderstandsbrücke ist es möglich, dies auch mit Kapazitäten durchzuführen [38].

4.2 Ausschlagmessbrücke

Die Gleichspannungsausschlagmessbrücke ist so ausgelegt, dass sie bei einem bestimmten Wert des interessierenden Widerstandes abgeglichen ist. Bei kleinen Änderungen dieses Widerstandwertes wird auf einen erneuten Abgleich verzichtet und die sich einstellende Diagonalspannung wird als Maß für die Widerstandsänderung genommen. Durch diesen Übergang von der Abgleich- auf die Ausschlagmessung wird eine zeitlich kontinuierliche Widerstandsmessung möglich. Abbildung 4.2 zeigt die prinzipielle Schaltung einer Ausschlagbrücke.

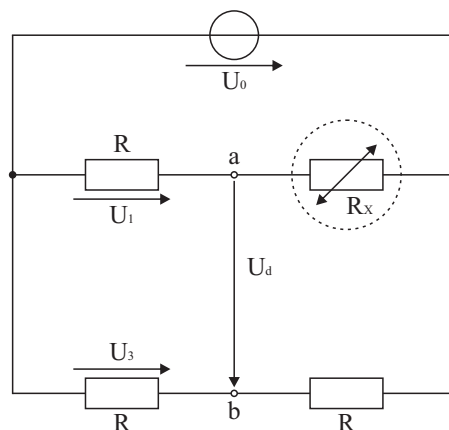


Abbildung 4.2: Ausschlagmessbrücke.

Sie besteht aus drei gleich großen Widerständen und einem veränderlichen Widerstand R_x . Für den veränderlichen Widerstand R_x gilt:

$$R_x = R \pm \Delta R = R \left(1 \pm \frac{\Delta R}{R} \right) \quad (4.6)$$

Die Diagonalspannung U_d in Abhängigkeit zu R_x ergibt sich zu:

$$U_d = U_2 - U_1 = U_0 \left(\frac{1}{2} - \frac{R}{R + R_x} \right) = \frac{U_0}{2} \cdot \frac{R_x - R}{R_x + R} \quad (4.7)$$

Die Empfindlichkeit der Messbrücke beschreibt die Änderung der Brückenspannung bei einer Widerstandsänderung. Die Empfindlichkeit E bei Änderung des Widerstandes $R_x = R_2$ ist demnach:

$$E = \frac{\partial U_d}{\partial R_2} \quad (4.8)$$

Durch Differentiation der Diagonalspannung nach dem Widerstand R_2 erhält man nach mehrmaligen Umformen und Kürzen die Empfindlichkeit:

$$E = \frac{\partial U_d}{\partial R_2} = U_0 \frac{R_1}{(R_1 + R_2)^2} \quad (4.9)$$

Das Ziel von Brückendimensionierungen ist eine möglichst große Empfindlichkeit zu erreichen. Aus Gleichung 4.9 lässt sich schließen, dass U_0 möglichst groß gewählt werden soll und dass die Empfindlichkeit unabhängig von den Widerständen R_3 und R_4 ist.

Bei der vorgestellten Messbrücke handelt es sich um eine Viertelbrücke, da sie einen sich verändernden und drei konstante Widerstände enthält. Wenn beispielsweise der Widerstand R_2 der zu verändernde Widerstand ist ($R_2 = R + \Delta R$) und die anderen Widerstände gleich sind ($R_1 = R_3 = R_4 = R$), so ergibt sich für die Diagonalspannung U_d für kleine Widerstandsänderungen $\Delta R \ll R$ um den Abgleichpunkt:

$$U_d \approx \frac{U_0}{4} \cdot \frac{\Delta R}{R} \quad (4.10)$$

und somit eine Empfindlichkeit von:

$$E = \frac{\partial U_d}{\partial \Delta R} \approx \frac{U_0}{4R} \quad (4.11)$$

Bei Halbbrücken mit gegenläufiger Verstimmung zweier Widerstände lässt sich die doppelte Empfindlichkeit, bei Vollbrücken mit paarweise gegensinniger Verstimmung sogar die vierfache Empfindlichkeit erreichen. Hierfür sind jedoch in der Regel spezielle, vorteilhafte Anordnungen der veränderlichen Widerstände erforderlich, die für die aus der Literatur bekannte Messtechnik des schwach elektrischen Fisches nicht zu erwarten sind [39].

4.3 Spannungsteiler

Die einfachste messtechnische Anordnung ist der Spannungsteiler. Bei mathematischer Subtraktion der Mittelspannung vom Nullsignal ist seine Empfindlichkeit vergleichbar

mit der Viertelbrücke. Hierauf wird bei der Diskussion der Messergebnisse detailliert eingegangen.

5 Experimenteller Messaufbau

Das Forschungsprojekt befand sich zu Beginn der Arbeit noch im Anfangsstadium. Es wurde daher zunächst das generelle Messprinzip der Elektroortung im Hinblick auf die Anwendbarkeit der Geometrie- und Materialdetektierung untersucht. Hierzu wird ein reproduzierbarer, leicht zu analysierender Messaufbau gesucht, der eine möglichst hohe Empfindlichkeit erwarten lässt. Gleichzeitig sollte dieser Messaufbau zumindest dem Grundprinzip nach der späteren Anwendung entsprechen. Abbildung 5.1 zeigt das Grundprinzip des Messaufbaus: Mit einem zweiachsigen Positioniersystem können Störkörper und Sensor

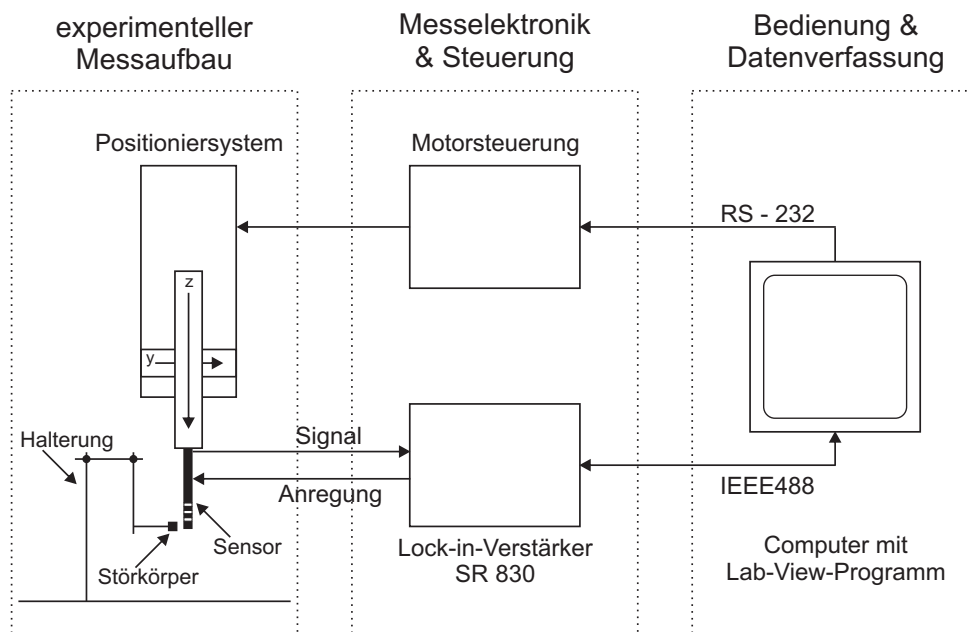


Abbildung 5.1: Schematische Darstellung des globalen experimentellen Messaufbaus.

gegeneinander verfahren werden. Hierbei entsteht ein ortsabhängiges Signal des Sensors, das von einem Lock-in-Verstärker erfasst und dann über ein LabVIEW-Programm aufgezeichnet wird. Das LabVIEW-Programm ist hierbei gleichzeitig verantwortlich für die Ansteuerung des Positioniersystems.

Anstelle der atherosklerotischen Plaquearten wurden als Störkörper verschiedene Materialien (Kunststoffe, Metalle) untersucht. Anstelle des umgebenden Blutes um die Plaques wurde für die Messungen das Medium Wasser verwendet. Flüssigkeiten haben eine vielfach höhere Dielektrizitätskonstante als Luft. Zur leichteren Trennung der resistiven und kapazitiven Signale wurden daher auch vergleichende Messungen an Luft durchgeführt. Die untersuchten Sensorgeometrien und Messverfahren werden im Folgenden näher beschrieben.

5.1 Elektrodenanordnungen

5.1.1 Planare Elektrodenanordnung

Die planare Elektrodenanordnung überträgt die reale, dreidimensionale Elektrodenanordnung des schwach elektrischen Fisches in ein stark vereinfachtes, zweidimensionales Modell. Die Zweidimensionalität erleichtert geometrische Untersuchungen und das Verständnis der Ergebnisse. Mit einer vereinfachten, aber der dem Fisch nachempfundenen Anordnung der Elektroden lassen sich verschiedenste messtechnische Aufbauten untersuchen. Einspeisung und Elektroden werden als Leiterbahnen einer Platine realisiert. Sie bietet den Vorteil einer sehr genauen und exakten Geometrie bei der Anordnung der Elektroden.

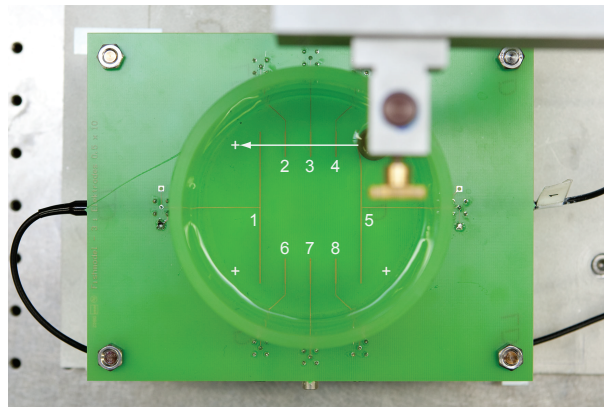


Abbildung 5.2: Fotografie des experimentellen Messaufbaus mit belackter Platine in der Aufsicht. Man erkennt die Einspeiseelektroden 1 und 5 sowie die Messelektroden 2, 3, 4 sowie 6, 7, 8. Die Bewegungsrichtung des Störkörpers ist als Pfeil dargestellt.

Die goldfarbenen Strukturen in Abbildung 5.2 stellen die insgesamt acht Elektroden mit ihren Leiterbahnen dar. Dem elektrischen Fisch nachempfunden sollen die zwei größeren Elektroden (1 und 5) das elektrische Organ im Schwanz des Fisches und den dicht mit Elektrorezeptoren besetzten Kopfteil des Fisches darstellen. Durch diese Anordnung soll ein weitgehend homogenes Feld induziert werden. Die sechs kleineren Elektroden (2, 3, 4 und 6, 7, 8) sollen in sehr reduzierter Weise die vielen Elektrorezeptoren, die sich auf der Oberfläche des elektrischen Fisches befinden, darstellen. Alle Elektroden haben eine Breite von 0,5 mm. Die zwei großen Elektroden sind 60 mm lang und die sechs kleinen Elektroden sind 10 mm lang. Der Abstand zwischen den Elektroden beträgt 10 mm. Die Kontaktierung mit der Einspeisung beziehungsweise dem Lock-in-Verstärker erfolgt über Lemobuchsen und abgeschirmten Koaxialkabeln. Die elektrische Verbindung zwischen Elektrode und Lemobuchse wurde derart ausgeführt, dass sich alle leitungsbedingten, parasitären Kapazitäten nur im geringst möglichem Umfang auswirken können, d.h. die kürzest mögliche, symmetrische Verbindung wurde gewählt. Zur Unterdrückung parasitärer Kapazitäten zwischen Platine und Metalltisch steht die Platine 65 mm oberhalb des Metalltisches (siehe Abbildung 5.8). Der Tisch ist schwingungsgedämpft, sodass mechanische Störungen unterdrückt werden können.

Die Platine wurde von der WI-KA GmbH in Baesweiler gefertigt. Das Grundmaterial der Platine ist Epoxidharz mit einer Stärke von 15 mm. Die Kupferelektroden haben eine Stärke von 35 μm . Die Durchkontaktierung für den Anschluss der Lemobuchsen ist Kupfer,

welches anschließend verzinnt wurde. Um elektrochemische Prozesse der Elektrodenoberflächen zu unterbinden, ist die Platine vollständig mit einem Lötstopplack (Probimer 65) der Firma Huntsman in einer Dicke von $30\text{ }\mu\text{m}$ überzogen.

Das Plexiglasrohr dient als Gefäß für die Wassermessungen und hat einen äußeren Durchmesser von 100 mm mit einer Wandstärke von 5 mm und eine Höhe von 70 mm. Das Plexiglasrohr wurde mit einem Polyuretankleber (Ruderer 6026) der Firma technicoll an der Platine fixiert, wobei die Platine an der Klebestelle zuvor mit einem Primer (Araldite 2026) der Firma Huntsman vorbehandelt wurde. Die vier weißen Pluszeichen (in Abbildung 5.2 sind zur Verdeutlichung nachbearbeitet) dienen als Markierungshilfspunkte für die Positionierung der Störkörper.

Die zu diesem Zweck vorgeschlagene Elektrodenanordnung bietet nun die Möglichkeit, verschiedene Messmethoden zu untersuchen. Diese werden in Kapitel 5.2 näher erläutert.

5.1.2 Zylindrische Elektrodenanordnung

Die zylindrische Elektrodenanordnung ist eine erste, anwendungsorientierte dreidimensionale, ringförmige Elektrodenanordnung, die in verkleinerter Ausführung auch für einen Katheter eingesetzt werden könnte.

5.1.2.1 Großer Kathetersensor

Abbildung 5.3 zeigt den Kathetersensor als CAD-Zeichnung im Schnitt. Die Elektroden des Kathetersensors sind Ringeletroden (in 5.3 blau dargestellt) aus Kupfer, welche anschließend galvanisch vergoldet (Schichtdicke 1 bis $2\text{ }\mu\text{m}$) wurden. Die Ringeletroden weisen eine Abstufung auf, sodass die Ringeletroden zwei verschiedene Außendurchmesser (20 mm und 16 mm) haben. Somit können die Abstandshalter zwischen den Elektroden genau auf diese Vertiefung gesteckt werden. Nach außen hin sichtbar hat die Elektrode nur eine Breite von 5 mm, obwohl sie insgesamt 8 mm breit ist. Der Innendurchmesser beträgt 12 mm. In der Ringeletrodenwand befindet sich eine kleine Löthülse mit einem Durchmesser von 1 mm; in dieser wurde ein halbes, durchgeschnittenes Lemokabel festgelötet. Als Abstandshalter zwischen den Elektroden dienen PVC-Zwischenstücke mit einem Außendurchmesser von 20 mm, einem Innendurchmesser von 16 mm und einer Breite von 7 mm. Zur Abdichtung befinden sich jeweils zwischen Elektrode und Zwischenstück 0,5 mm dicke Silikonfolien. In dieser Anordnung können mehrere Elektroden geschichtet werden. Der

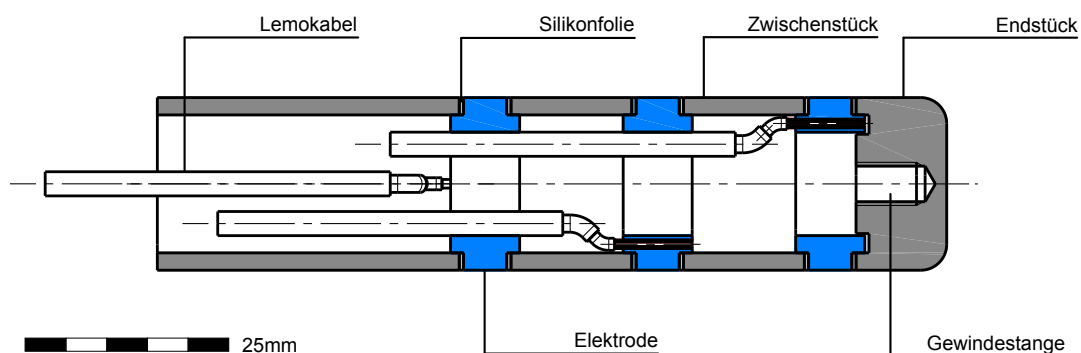


Abbildung 5.3: CAD-Zeichnung vom Schnitt des großen Kathetersensors durch die Hochachse.

Kathetersensor schließt am unteren Ende mit einem 11 mm langen PVC-Endstück ab; in dieses ist ein Gewinde gedreht. Am oberen Ende schließt der Kathetersensor mit einem 35 mm langen PVC-Endstück sowie mit einer Halterung ab. Die Halterung ist nach oben hin geöffnet. Am unterem Endstück kann eine PVC-Gewindestange (M5, 200 mm lang) festgeschraubt und durch die gesamten Ringelektroden sowie Zwischenstücken an den Lemokabeln vorbei durch die Öffnung der Halterung hindurch gesteckt werden. Mit einer Mutter, ebenfalls aus PVC, können alle Einzelelemente durch die Gewindestange miteinander verspannt werden. Mit der Halterung kann der Sensor an dem Positioniersystem befestigt werden, welches im Kapitel 5.4 näher erläutert wird.

5.1.2.2 Kleiner Kathetersensor

Auf Basis der mit dem großen Kathetersensor gewonnen Erfahrungen, wurde der gesamte Katheter neu konstruiert. Um eine neue, verkleinerte Geometrie zu realisieren, wurden alle Einzelteile mit einem Zwei-Komponentenkleber miteinander verklebt.

Für diesen Sensor wurde ein Koaxialkabel verwendet, welches nur 1 mm Durchmesser aufweist. Daher konnte der gesamte Kathetersensor wesentlich kleiner konstruiert werden. Der Gesamtdurchmesser des neuen, kleineren Kathetersensors konnte von 20 mm Außendurchmesser auf 12 mm Außendurchmesser reduziert werden. Aus fertigungstechnischen Gründen wurden statt der Ringelektroden Scheibenelektroden gefertigt, die jeweils vier Bohrungen aufweisen, drei Bohrungen zum Durchführen der weiteren Elektrodenkabel sowie eine Bohrung für die Befestigung des Kabels der Elektrode selbst. Die Elektroden haben ebenfalls einen abgestuften Außendurchmesser, sodass sich die PVC-Zwischenstücke darin verankern können. Der äußere Außendurchmesser beträgt 12 mm, der innere Außendurchmesser 9 mm. Nach außen hin sichtbar hat die Elektrode eine Breite von 3 mm, insgesamt ist die Elektrode 5 mm breit. Wie schon erwähnt, ist eine Bohrung der Elektrode für die Fixierung eines Kabels vorgesehen. In diese Bohrung wurde eine 1 mm Bananenbuchse der Firma Bürklin eingelötet. An das 1 mm breite Koaxialkabel wurde ein zur Buchse passender Bananenstecker festgelötet. Damit das Kabel anschließend auch mit dem Lock-in-Verstärker verbunden werden kann, wurde an das dünne Koaxialkabel wiederum ein dickeres LEMO-Koaxialkabel gelötet. Die PVC-Zwischenstücke haben eine Breite von 4 mm. Das untere Endstück des Kathetersensors ist 10 mm lang. Das obere Endstück des Kathetersensors wurde diesmal im Verhältnis zum gesamten Aufbau des

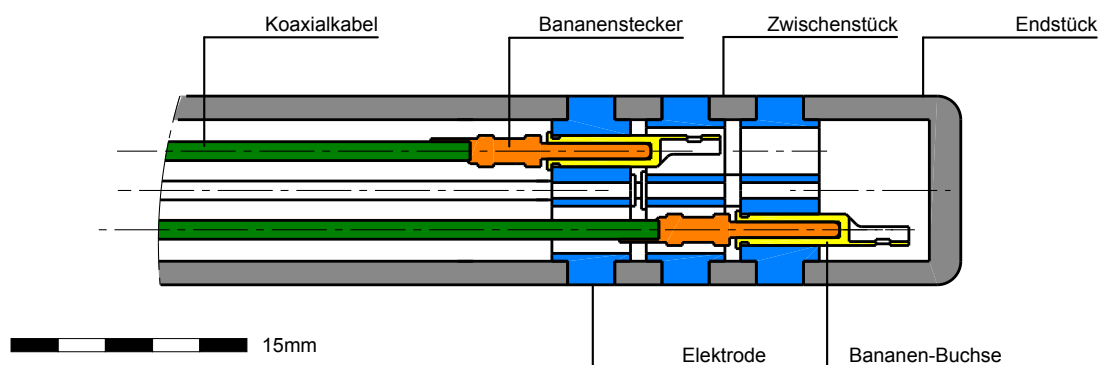


Abbildung 5.4: CAD-Zeichnung vom Schnitt des kleinen Kathetersensors durch die Hochachse.

Katheters wesentlich länger (100 mm) gewählt, sodass beim Bewegen des Sensors keine Flüssigkeit von oben in die Sensor laufen kann. Diese Einzelteile des Sensors sowie die Halterung wurden modular zusammengeklebt. Mit der Halterung kann der Sensor ebenfalls an das Positioniersystem montiert werden (siehe Kapitel 5.4).

5.2 Messmethoden

Mit Hilfe der planaren Elektrodenanordnung (siehe Kapitel 5.1.1) wurden Spannungsteiler- und Brückenschaltungen miteinander verglichen. Hierbei wurde insbesondere auf die äußeren, massebedingten Einflüsse der Messtechnik geachtet.

5.2.1 Spannungsteiler mit Massebezug

Bei der Messung mit einem Spannungsteiler mit Massebezug werden nur die ersten fünf Elektroden der Platine verwendet. Die Einspeisung der Wechselspannung erfolgt über die Elektrode 1, während die Elektrode 5 auf Masse, dem Schirmpotential des Lock-In-Verstärkers (siehe Kapitel 5.3), liegt. Der Spannungsabgriff erfolgt an den Elektroden 2, 3 und 4. Da der Lock-in-Verstärker ein einkanaliges Messgerät ist, kann jeweils nur mit einer Elektrode gemessen werden. Somit wird die Spannung nacheinander an den Elektroden 2, 3 und 4 gegen Masse abgegriffen (siehe Abbildung 5.5a). Der gewählte Name dieses Messaufbaus ergibt sich aus der seriellen Anordnung der Elektroden und der massebezogenen Einspeisung.

5.2.2 Viertelbrücke mit Massebezug

Bei der Messung der Viertelbrücke (siehe Kapitel 4.2) werden alle acht Elektroden verwendet. Die Einspeisung der Wechselspannung erfolgt, genauso wie in Abschnitt 5.2.1 bereits erklärt, über die beiden großen Elektroden. Das Signal wird jedoch jetzt an jeweils zwei gegenüberliegenden Elektrodenpaaren abgegriffen. Diesmal wird also nacheinander

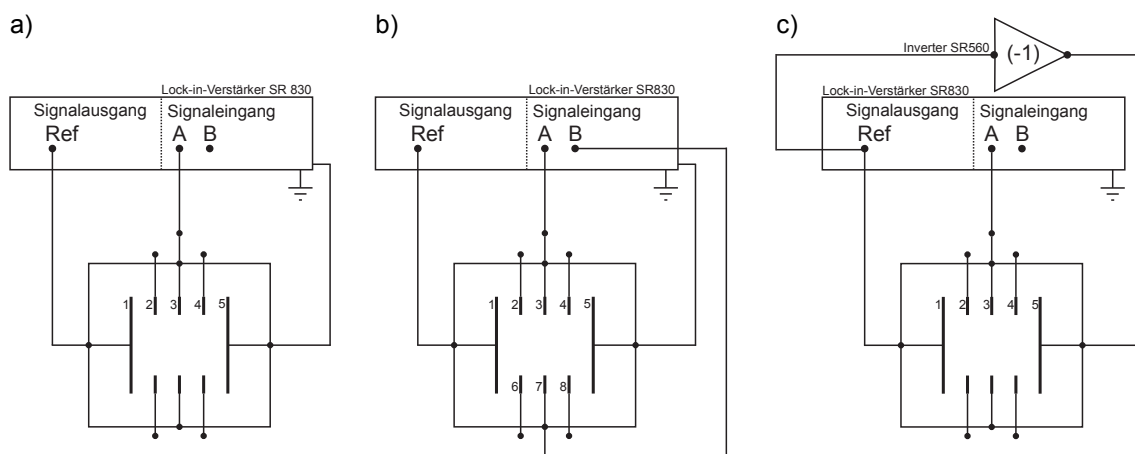


Abbildung 5.5: Verschaltung der Elektroden mit dem Lock-in-Verstärker

- a) Spannungsteiler mit Massebezug,
- b) Viertelbrücke mit Massebezug,
- c) Spannungsteiler mit invertierter Einspeisung.

an den Elektrodenpaaren 2–8, 3–7 oder 4–6 gemessen (siehe Abbildung 5.5b). Wie in der Theorie bereits erklärt, subtrahiert der Lock-in-Verstärker in diesem Fall die beiden Eingangssignale, sodass die Spannungsdifferenz gemessen wird.

5.2.3 Spannungsteiler mit invertierter Einspeisung

Als dritte Methode wurde ein Spannungsteiler mit invertierter Einspeisung untersucht. Hierzu werden wieder nur die ersten fünf Elektroden benötigt. Im Unterschied zu den bisher beschriebenen Methoden, wird jetzt jedoch der Massebezug unterdrückt. Hierzu wird über einen Inverter immer genau das invertierte Signal der Wechselspannung erzeugt. Als Inverter dient der rauscharme Vorverstärker Model SR560. Dieser wurde im DC-Modus bei einer Verstärkung von eins betrieben. Die Wechselspannung wird an Elektrode 1 angelegt, während die invertierte Spannung an Elektrode 5 liegt (siehe Abbildung 5.5c). Somit erfolgt die Einspeisung ohne direkten Massebezug. Die erwartete Spannung der mittleren Elektrode liegt nicht mehr zwischen Einspeisespannung und Masse, sondern in der Nähe der Masse selbst.

5.3 Lock-in-Verstärker

Wie in Abschnitt 2.3 erläutert, besitzen die Rezeptoren der schwach elektrischen Fische ihre höchste absolute Empfindlichkeit im Bereich der Frequenz des selbst erzeugten Signals. Ein in der Messtechnik bekanntes Messgerät mit vergleichbarem Verhalten zur hochempfindlichen Messung kleinster Veränderungen ist der so genannte Lock-in-Verstärker. Er soll aus diesem Grund für die Untersuchung des Sensorsystems eingesetzt werden.

Die gesamten Messungen wurden mit einem Lock-in-Verstärker Model SR830 DSP der Firma Stanford Research Systems durchgeführt. Für einen Großteil der Messungen wurde zusätzlich zu dem Lock-in-Verstärker ein rauscharmer Vorverstärker Model SR560, ebenfalls von der Firma Stanford Research Systems, verwendet. Dieser wurde allerdings, wie schon in Kapitel 5.2.3 beschrieben, nur als Inverter genutzt.

Im Folgenden wird das grundlegende Prinzip des Lock-in-Verstärkers mit den für diese Arbeit notwendigen Details vorgestellt [40].

Ein Lock-in-Verstärker ist ein hochempfindlicher Verstärker. Dieser wandelt das AC-Messsignal (sein Eingangssignal) in ein hierzu proportionales DC-Signal. Er besitzt die Besonderheit, Gleichspannungen und Wechselspannungen anderer Frequenzen und Rauschen effizient zu unterdrücken.

Das zentrale Element des Lock-in-Verstärkers ist der Multiplizierer, der so genannte phasensensitive Gleichrichter (PSD, engl. phase sensitive detector). Dieser liefert die Umwandlung vom AC-Signal zum DC-Signal, wie in Abbildung 5.6 gezeigt. Abbildung 5.6a zeigt die Situation, in der der Lock-in-Verstärker ein rauschfreies, sinusförmiges Eingangssignal detektiert mit:

$$U_{in} = \hat{U}_{in} \cos(\omega t) \quad (5.1)$$

wobei ω die Kreisfrequenz mit:

$$\omega = 2\pi\nu \quad (5.2)$$

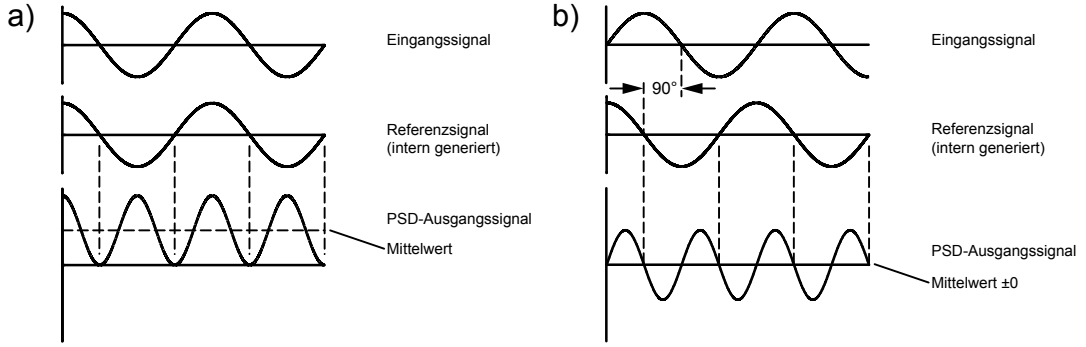


Abbildung 5.6: Phasensensitive Detektion

- a) Multiplikation von Eingangs- und Referenzsignal mit gleicher Phase,
b) Multiplikation von Eingangs- und Referenzsignal unterschiedlicher Phase.

darstellt. Das Messinstrument wird zusätzlich mit einem Referenzsignal gespeist. Wahlweise kann dieses Referenzsignal auch vom Lock-in-Verstärker selbst bereitgestellt werden. Von diesem generiert der Lock-in-Verstärker mit Hilfe eines internen Oszillators ein sinusförmiges Referenzsignal. Mit der Phasenverschiebung ϕ_0 zwischen Eingangssignal und Referenzsignal gilt:

$$U_{ref} = \hat{U}_{ref} \cos(\omega t + \phi_0) \quad (5.3)$$

Der phasensensitive Gleichrichter führt die Multiplikation der zwei Signale durch. Somit erhält man das PSD-Ausgangssignal:

$$U_{psd} = \hat{U}_{in} \cos(\omega t) \cdot \hat{U}_{ref} \cos(\omega t + \phi_0) \quad (5.4)$$

Durch mehrere Umformungen dieser Gleichung erhält man schließlich:

$$U_{psd} = \frac{1}{2} \hat{U}_{in} \hat{U}_{ref} \cos(\phi_0) \cdot \frac{1}{2} \hat{U}_{in} \hat{U}_{ref} \cos(2\omega t + \phi_0) \quad (5.5)$$

Ist die Amplitude \hat{U}_{ref} des Referenzsignals konstant, so ist das PSD-Ausgangssignal des phasensensitiven Gleichrichters proportional zu der Amplitude \hat{U}_{in} des Eingangssignals. Des weiteren ist das PSD-Ausgangssignal proportional zum Cosinus der Phasenverschiebung zwischen Referenzsignal und Eingangssignal. Alle frequenzabhängigen Teile der Gleichung 5.5 werden durch den Tiefpass entfernt, sodass man als PSD-Ausgangssignal ein DC-Signal erhält:

$$U_{psd} = \frac{1}{2} \hat{U}_{in} \hat{U}_{ref} \cos(\phi_0) \quad (5.6)$$

Das maximale PSD-Ausgangssignal erhält man jedoch nur, wenn die Phasenverschiebung zwischen Eingangssignal und Referenzsignal gleich null ist, so wie dies in Abbildung 5.6a dargestellt ist. Das PSD-Ausgangssignal nimmt die Form eines sinusförmigen Signals an mit der zweifachen Referenzfrequenz und einem von der Phasenverschiebung abhängigen Mittelwert. Da die Phasenverschiebung des Eingangssignals in der Regel jedoch nicht bekannt ist, benötigt man einen zweiten phasensensitiven Gleichrichter. Dieser misst das

gleiche Eingangssignal wie der erste, allerdings generiert dieser ein Referenzsignal, welches um 90° phasenverschoben ist. Dies ist in Abbildung 5.6b dargestellt. Obwohl das PSD-Ausgangssignal immer noch die doppelte Referenzfrequenz enthält, ist der Mittelwert nun gleich null. Somit erhält man mit Hilfe des ersten phasensensitiven Gleichrichters den Realteil x und mit dem zweiten den Imaginärteil y . Auch hinter dem zweiten phasensensitiven Gleichrichter ist ein Tiefpass geschaltet. Nach Durchlaufen des Tiefpasses werden sowohl x als auch y noch verstärkt und so auf dem Display des Lock-in-Verstärkers angegeben. Die Amplitude berechnet sich aus:

$$R = \sqrt{x^2 + y^2} \quad (5.7)$$

und die Phase berechnet sich zu:

$$\phi_0 = \arctan\left(\frac{y}{x}\right) \quad (5.8)$$

Der Lock-in-Verstärker bietet die Option, sich entweder Amplitude und Phase auf dem Display anzeigen zu lassen, oder wie schon erwähnt, Real- und Imaginärteil. Dieser gibt die Amplitude des Eingangssignal als Root Mean Square (RMS) Wert aus. Wenn der SR 830 beispielsweise eine Größe von $U = 1,0 \text{ V}$ (RMS) auf dem Display anzeigt, ist die Komponente des Eingangssignals bei der Referenzfrequenz eine Sinuskurve mit der effektiven Spannung von $U_{eff} = 1,0 \text{ V}$ (RMS), das heißt der Spannungswert beträgt $\Delta U = 2\sqrt{2} \cdot U_{eff} \approx 2,8 \text{ V}$ von Minimum zu Maximum.

Der oben diskutierte Fall gilt für ein rauschfreies Eingangssignal. In der Praxis ist das Eingangssignal jedoch von Rauschen und anderen Störeinflüssen begleitet. Rauschen, welches per Definition keine feste Frequenz oder Phasenbeziehung zu dem Referenzsignal aufweist, wird ebenfalls von dem phasensensitiven Gleichrichter multipliziert. Allerdings verändert dies nichts an dem DC-Mittelwert. Rauschkomponenten mit Frequenzen, die sehr dicht bei der Referenzfrequenz liegen, haben einen Einfluss auf das PSD-Ausgangssignal. Setzt man jedoch den Tiefpassfilter auf eine ausreichend tiefe Grenzfrequenz, können auch diese Rauschkomponenten unterdrückt werden. Demzufolge kann man mit Hilfe des phasensensitiven Gleichrichters und dem Tiefpassfilter sehr empfindlich Signale messen, auch wenn diese mit signifikantem Rauschen überlagert sind.

Das Blockdiagramm eines typischen Lock-in-Verstärkers ist in Abbildung 5.7 dargestellt. Der Lock-in-Verstärker ist ein einkanalisches Messgerät. Im Signalkanal wird das AC-Eingangssignal, welches Rauschanteile beinhaltet, zunächst durch den Eingangsverstärker verstärkt, um es dem Optimum der Signalspanne des phasensensitiven Gleichrichters anzupassen. Die Arbeitsleistung des phasensensitiven Gleichrichters wird verbessert, in dem die Rauschbandweite zuvor minimiert wird. Daher wird das Signal nach durchlaufen des Verstärkers mit Hilfe eines Bandpasses gefiltert. Nach Multiplikation mit dem phasensensitiven Gleichrichter passiert das Signal den Tiefpassfilter und wird als Signal auf dem Display ausgegeben. Das durch den Oszillator generierte Referenzsignal durchläuft hingegen zunächst den Phasenschieber. Der Phasenschieber gleicht bekannte Phasendifferenzen, die zwischen dem Eingang- und Referenzsignal während des Experimentes entstanden sind, aus, bevor das Referenzsignal ebenfalls vom phasensensitiven Gleichrichter multipliziert wird und durch den Tiefpass gefiltert wird.

Es gibt zwei Methoden, ein Spannungssignal zu messen. Bei der ersten Methode benutzt der Lock-in-Verstärker den Signaleingang A in dem *single-ended mode*. Der Lock-in-Verstärker detektiert ein Spannungssignal zwischen dem Innen- und Außenleiter des Koaxialkabels. Er zwingt dabei den Schirm des Kabels nicht auf Masse, sondern verbin-

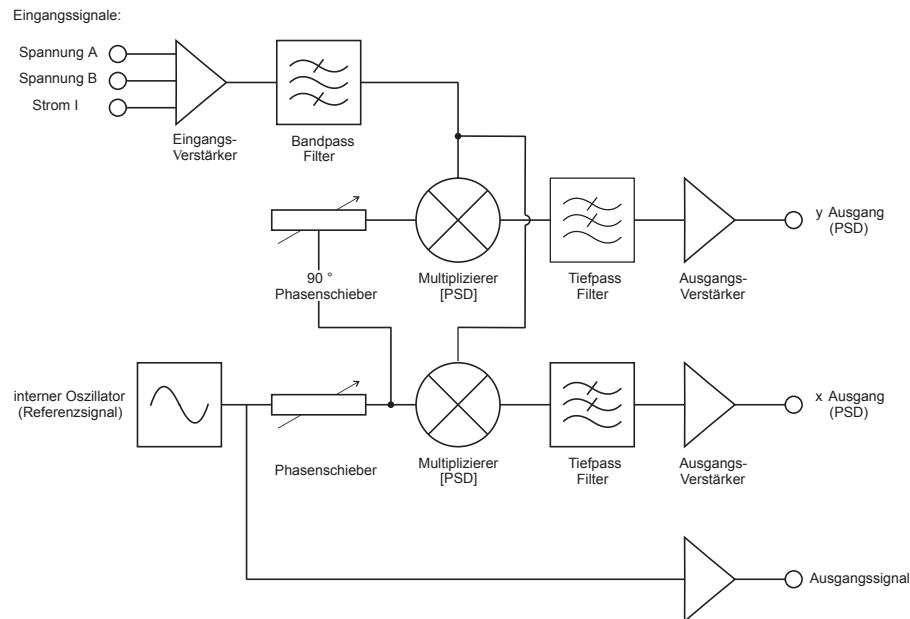


Abbildung 5.7: Blockdiagramm des Lock-in-Verstärkers.

det ihn intern über einen Widerstand ($10\ \Omega$) mit der Masse des Lock-in-Verstärkers. Der *single-ended mode* wird für alle Spannungsteilmessungen genutzt.

Bei der zweiten Methode, dem *differential voltage connection mode*, misst der Lock-in-Verstärker die Spannungsdifferenz zwischen den Phasen des Eingangssignals A und B. Da der Schirm der Eingangssignale A und B ignoriert wird, kann sich das Rauschen nicht auf das Signal auswirken. Dennoch können die beiden Spannungssignale nicht getrennt voneinander betrachtet werden, sondern es gibt lediglich die Möglichkeit, das Spannungssignal A und das Spannungssignal B voneinander zu subtrahieren. Der *differential voltage connection mode* wird für die Messungen der Viertelbrücke genutzt.

Mit Hilfe des Lock-in-Verstärkers kann man entweder den Spannung oder den Strom als Eingangssignal messen. Der Signaleingang des SR830 hat für Spannungsmessungen einen Eingangswiderstand von $10\ \text{M}\Omega$ und eine Eingangskapazität von $25\ \text{pF}$. Auf diesen Sachverhalt wird bei der Interpretation der Messergebnisse nochmals zurückgegriffen. Bei der Strommessung weist der SR830 einen Eingangswiderstand von $1\ \text{k}\Omega$ zu der virtuellen Masse auf und es erfolgt eine Stromverstärkung von 10^6 oder 10^8 .

5.4 Positionierung und Datenerfassung

Das Positioniersystem besteht aus zwei Mikrolinearstellischen der Serie M-403 und M-111 der Firma Physik Instrumente, die eine Positionierung in z - und y -Richtung ermöglichen. Der Stellweg in z -Richtung beträgt $200\ \text{mm}$, wobei der Stellweg in y -Richtung auf $15\ \text{mm}$ beschränkt ist. Die Führung erfolgt mit Präzisionslagern über eine spielfreie vorgespannte Gewindespindel. Der Mikrolinearstellisch in z -Richtung (M-403) verfügt über eine Wiederholgenauigkeit von $0,5\ \mu\text{m}$ mit der kleinsten erreichbaren Schrittweite von $0,25\ \mu\text{m}$, während der Mikrolinearartisch in y -Richtung (M-401) eine Wiederholgenauigkeit von $0,1\ \mu\text{m}$ hat und die kleinste Schrittweite $0,05\ \mu\text{m}$ beträgt. Beide Mikrolinearstellische werden über zwei einachsige DC-Motorsteuerungen (C-863) gesteuert.

Für den Datenaustausch ist der Computer über eine RS-232 Schnittstelle mit der Mo-

torsteuerung und über die IEEE 488 Schnittstelle mit dem Lock-in-Verstärker verbunden (siehe Abbildung 5.1).

Über ein LabVIEW-Programm können nun bei der planaren Elektrodenanordnung der Störkörper und bei der zylindrischen Elektrodenanordnung der Kathetersensor mit Hilfe des Positioniersystems gesteuert und die Messdaten des Lock-in-Verstärkers ausgelesen werden. Der Start- und Endpunkt der Störkörper- beziehungsweise der Sensorbewegung sowie die Anzahl der Messpunkte kann mit Hilfe des LabVIEW-Programms gewählt werden. Der Störkörper beziehungsweise der Sensor verweilt an jeder Stützstelle des Verfahrwegs für eine vorgegebene Dauer (500 ms), damit nach ausreichender Einschwingzeit der Messwert des Lock-in-Verstärkers erfasst werden kann. Zur Minimierung von Messschwankungen werden in einem definierten zeitlichen Abstand eine vorgegebene Anzahl (5) von Messwerten eingelesen. Der endgültige Messwert erfolgt durch Mittlung der einzelnen Messwerte an diesem Stützpunkt.

5.5 Durchführung der Experimente

5.5.1 Planare Elektrodenanordnung

Die benutzen Störkörper sind ein 170 mm langer Kunststoff- und Metallstab (siehe Abbildung 5.8). Beide haben einen Durchmesser von 10 mm.

Zur Anregung des Systems wird eine Wechselspannung eingespeist, die vom Lock-in-Verstärker generiert wird. Der Störkörper wurde in einem Abstand von einem Millimeter zur Platinenoberfläche und in der bereits beschriebenen Richtung bewegt (siehe Abbildung 5.2). Die Bewegung des Störkörpers erfolgte mit dem Positioniersystem, auf welches in Kapitel 5.4 näher eingegangen wurde. Somit war der Störkörperstartpunkt genau zwischen dem rechtem weißen Kreuz und der Elektrode 5 und der Störkörperendpunkt genau zwischen der Elektrode 1 und dem linkem weißen Kreuz. In dieser Anordnung wurden alle in Kapitel 5.2 beschriebenen Messmethoden untersucht.

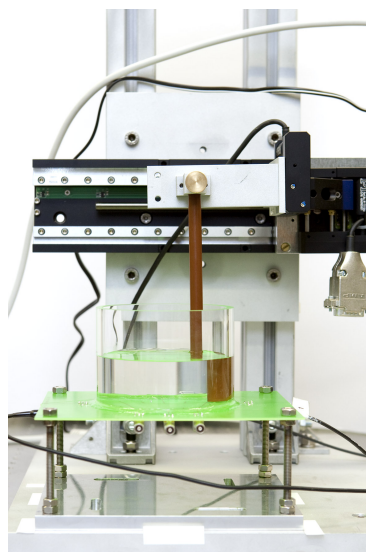


Abbildung 5.8: Fotografie des experimentellen Messaufbaus mit belackter Platine in der Seitenansicht. Positioniersystem mit Störkörper, eingetaucht im Flüssigkeitsbehälter.

5.5.2 Zylindrische Elektrodenanordnung

Da sich der Spannungsteiler mit invertierter Einspeisung bei der planaren Elektrodenanordnung als die beste Messmethode erwiesen hat, wurde mit den Kathetersensoren ausschließlich mit dieser Methode gemessen. Die Signaleinspeisung erfolgte über die oberste Elektrode und unterste Elektrode des Katheters. Die oberste Elektrode wurde mit dem Lock-in-Verstärker Model SR830 verbunden und die unterste Elektrode mit dem Inverter SR560, der das invertierte Signal des Lock-in-Verstärkers einspeist. Über die mittlere Elektrode wurde das Messsignal gegen Masse abgegriffen (analog zu Abbildung 5.5c).

Die Messungen am Medium Luft wurden sowohl bei dem großen Kathetersensor als auch bei dem kleinen Kathetersensor durchgeführt. Abbildung 5.9 und Tabelle 5.1 führen die vermessenen Störkörperproben auf. Für die Messungen am Medium Luft am großen Katheter wurden Störkörper in Würfelform mit den Kantenlängen 14, 11 und 9 mm verwendet. Die Materialien dieser Störkörper waren Edelstahl, Aluminium und PVC. Alle würfelförmigen Störkörper wiesen an einer Flächenseite ein Gewinde auf, an dem sie an der Störkörperhalterung befestigt werden konnten. Bei dem kleinen Katheter wurde auf unterschiedliche Störkörpergrößen verzichtet und ausschließlich mit dem größten Störkörper von 14 mm gemessen. Hier waren die Materialien Edelstahl, Aluminium, PVC und Teflon. Teflon wurde zum Schluss noch für die Materialbetrachtungen hinzugenommen. Da die dielektrischen Eigenschaften des Plaques wohl eher im Bereich der Kunststoffe liegen, erschien dies sinnvoll.

Bei allen Experimenten mit den Kathetern war die Anfangsposition der Störkörper unterhalb der untersten Elektrode, so wie dies in Abbildung 5.10 zu sehen ist. Die Endposition lag analog zu der Anfangsposition oberhalb der obersten Elektrode. Im Gegensatz zu den Messungen an der Platine wurde bei den Kathetermessungen der Katheter verfahren, wobei der Störkörper fest an der Störkörperhalterung fixiert war. Die Messungen am Me-

Tabelle 5.1: Auflistung der in dieser Arbeit vermessenen Proben als Störkörper.

		Kantenlänge a		
		14 mm	11 mm	9 mm
Kunststoff	Teflon	x		
	PVC	x	x	x
Metall	Edelstahl	x	x	x
	Aluminium	x	x	x

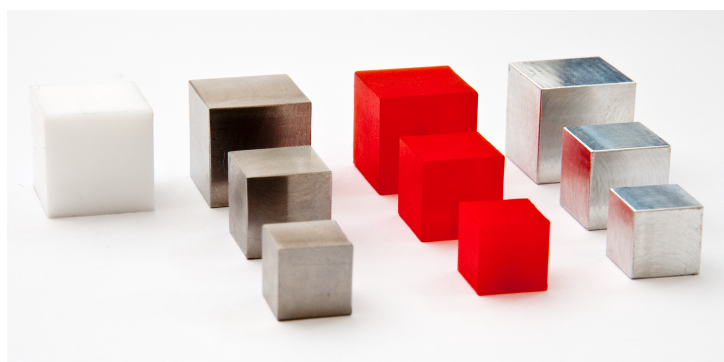


Abbildung 5.9: Vermessene Störkörperproben, v.l.n.r. Teflon, Edelstahl, PVC, Aluminium.

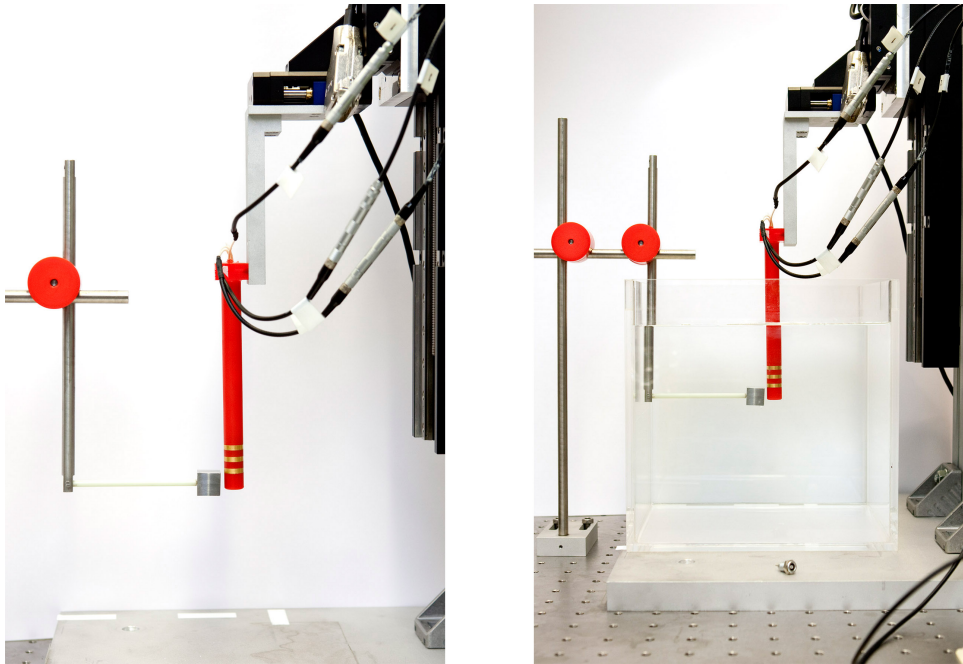


Abbildung 5.10: Fotografien des Messaufbaus mit kontaktiertem kleinen Katheter im Medium Luft (links) und Wasser (rechts).

dium Wasser konnten nur bei dem kleinen Kathetersensor vorgenommen werden, da der große Katheter sich an Wasser als undicht erwies. Es wurde ausschließlich Milli-Q-Wasser für die Messungen am Medium Wasser verwendet, da dieses nur sehr wenig salzhaltige Ionen und somit eine sehr niedrige Leitfähigkeit von etwa $20 \frac{\mu S}{cm}$ aufweist. Im Rahmen dieser Arbeit war das Verwenden des Wassers mit einer niedrigen Leitfähigkeit eine bewusste Entscheidung, um Elektrodenreaktionen zu minimieren. Zudem zeigen die Experimente von Solberg, dass es sowohl in Meerwasser (Leitfähigkeit von $56000 \frac{\mu S}{cm}$) als auch in Süßwasser (Leitfähigkeit von $180 \frac{\mu S}{cm}$) möglich ist, die aktive Elektroortung der elektrischen Fische nachzustellen [41]. Wasser niedriger Leitfähigkeit bietet gegenüber Metallen mit einer hohen elektrischen Leitfähigkeit auch einen hohen elektrischen Kontrastfaktor. Für Materialien niedriger Leitfähigkeit wäre es demnach besser in Wasser mit einer höheren Leitfähigkeit zu messen. Im Hinblick auf die angestrebte Anwendung ist die Überlegung jedoch zweitrangig, da die Leitfähigkeit des Blutes nicht beeinflusst werden kann.

Die Experimente an Wasser wurden in einem Plexiglasbehälter einer Größe von 300 mm x 300 mm mit einer Tiefe von 300 mm durchgeführt. Der Behälter wurde mit Wasser befüllt. Um die Effekte durch die Plexiglaswand auf das elektrische Feld zu minimieren, wurden die Experimente im Zentrum des Behälters durchgeführt.

Das Wasser wurde zwischen den Messungen nicht gewechselt. Durch Abdecken des Wasserbehälters wurde die Leitfähigkeit konstant gehalten. Dies wurde durch eine Kontrollmessung der Leitfähigkeit bestätigt.

6 Ergebnisse und Diskussion

6.1 Einfluss und Vergleich der Messmethode

In diesem Kapitel soll mit Hilfe der planaren Elektrodenanordnung eine geeignete Messmethode etabliert werden. Diese soll anschließend für „optimale“ Messungen mit den Kathetersensoren dienen. Aus der Literatur ist bekannt, dass schwach elektrische Fische resistive und kapazitive Signale zur Detektion nutzen. Wie in Kapitel 5 erläutert, ist es vorteilhaft, beide Messeffekte getrennt zu analysieren. Die vorgeschlagenen Messmethoden werden daher zunächst im Medium Luft untersucht. Anschließend erfolgen die gleichen Messungen im Medium Wasser.

6.1.1 Messungen in Luft

In den folgenden Versuchen wurde der Kunststoffstörkörper mit einem Abstand von 1 mm von der belackten Platine positioniert (siehe Kapitel 5.1.1). Während der Messung wurde er von Elektrode 5 zu Elektrode 1 verfahren. Es wurde eine Spannung von 1 V (RMS) bei einer Frequenz von 1 kHz angelegt. An den Elektroden 2, 3 und 4 wurde die Spannung gegen Masse gemessen. Da der gemessene Imaginärteil bei allen Messungen um ein Vielfaches kleiner ist als der Realteil und zudem den gleichen Kurvenverlauf wie der Realteil aufzeigt, wird in diesem Kapitel nur auf den Realteil eingegangen.

An den Messpositionen 20, 25 und 30 mm befinden sich die Messelektroden 2 (blau), 3 (rot) und 4 (grün), die durch die farbigen senkrechten Linien in Abbildung 6.1 zur Veranschaulichung eingezeichnet sind. Die Einspeiseelektroden sind durch die schwarzen senkrechten Linien ebenfalls in Abbildung 6.1 dargestellt. Die Masseelektrode (Elektrode 5) befindet sich links und die Einspeiseelektrode (Elektrode 1) rechts.

6.1.1.1 Spannungsteiler mit Massebezug in Luft

Abbildung 6.1 zeigt den Realteil der Kurvenverläufe der Messelektroden 2, 3 und 4 in Abhängigkeit des Fahrweges für den Spannungsteiler mit Massebezug (siehe Kapitel 5.2.1). Um alle drei Messkurven besser miteinander vergleichen zu können, wurden sie in einem Diagramm aufgetragen. Dabei wurde der Mittelwert der Anfangs- und Endmessposition gebildet und dieser in den Nullpunkt der y-Achse gelegt. Außerhalb der Elektroden sollte nach Abzug der Umgebung ein Spannungswert von etwa Null messbar sein. Der jeweilige Wert der Verschiebung ist durch den Offset gekennzeichnet und in der Legende (Abbildung 6.1) dokumentiert.

Da Elektrode 3 genau in der Mitte zwischen Elektrode 1 und Elektrode 5 liegt, würde man erwarten, dass die Messung mit der Messelektrode 3 einen symmetrischen Kurvenverlauf zeigt, ebenso wie der Messaufbau an sich eine Symmetrie zur Elektrode 3 aufweist. Diese erwartete Symmetrie wurde bereits anhand der Äquipotentiallinien des Dipolfeldes

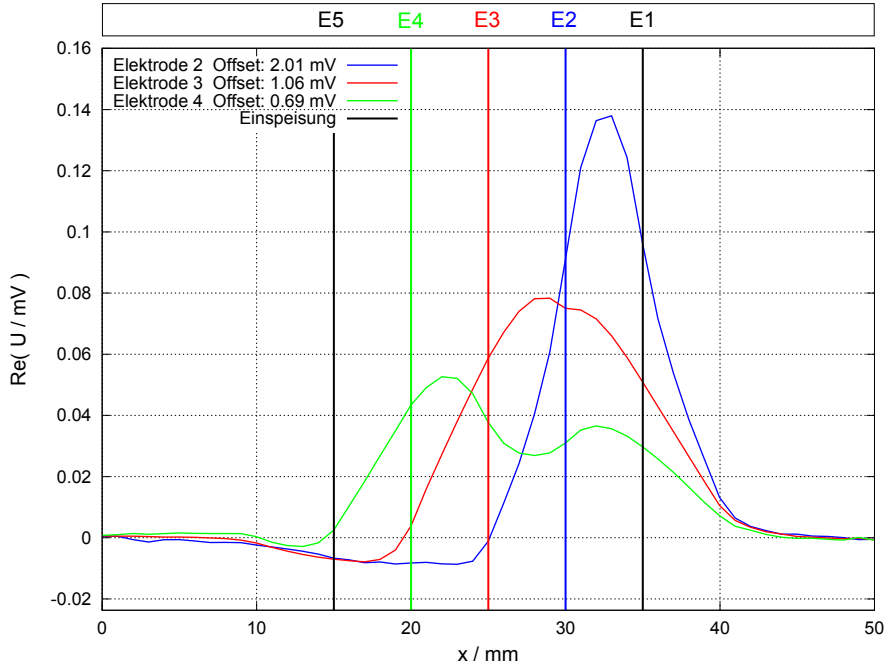


Abbildung 6.1: Messkurven des Spannungsteilers mit Massebezug in Luft der Messelektroden E2, E3 und E4. Der Realteil ist in Abhängigkeit der Messposition des Störkörpers aufgetragen.

in Kapitel 3 hergeleitet. Tatsächlich sieht man jedoch nur rechts von Elektrode 3 einen signifikanten Ausschlag. Vertauscht man Einspeise- mit Masseelektrode an 1 und 5 erhält man den gespiegelten Signalverlauf mit einem signifikanten Ausschlag links von der Elektrode (hier nicht gezeigt). Dies lässt darauf schließen, dass der Massebezug die erwartete Symmetrie unterdrückt.

Vergleicht man die Messung der Elektrode 3 mit der Elektrode 2 so ist auffällig, dass es in beiden Fällen in dem Bereich, in dem der Kunststoffstörkörper die Masseelektrode 5 überfährt, keinen Ausschlag gibt, sondern die Messkurven einen geradlinigen Verlauf nehmen. Vergleicht man die Messung der Elektrode 2 mit der Messung von Elektrode 4 zeigt sich keine Spiegelung der Messkurven. Man würde erwarten, dass die Messung von Elektrode 4 im Bereich zwischen der Messposition 15 mm und 20 mm ungefähr den gleichen Ausschlag aufweist, wie Elektrode 2 im Bereich zwischen der Messposition 30 mm und 35 mm. Dies ist nicht der Fall. Auch hier muss vermutet werden, dass der Massebezug die Messung verfälscht. Betrachtet man den Offset, liegen die Messkurven von Elektrode 2 und 4 nicht symmetrisch um die Messkurve der Elektrode 3.

Die Messkurven der drei Elektroden lassen sich folgendermaßen erklären: Die Messungen in Luft sind näherungsweise als rein kapazitive Messungen zu betrachten. Da der Imaginärteil klein gegenüber dem Realteil ist, gibt es somit auch nahezu keine Phasenverschiebung. Ohne Phasenverschiebung zwischen angelegter und gemessener Spannung besteht das System entweder nur aus Kapazitäten oder nur aus Widerständen. Dieser Messaufbau ist also näherungsweise als rein kapazitiv zu betrachten. Zwischen jeweils zwei Elektroden befindet sich vereinfacht betrachtet eine Kapazität. Da bei diesem Experiment mit nur fünf in Reihe liegenden Elektroden der Platine gemessen worden ist, gibt es vier in Reihe geschaltete Kapazitäten. Dies ist in Abbildung 6.2 dargestellt.

Die Spannungsquelle U_0 ist die Anregungsspannung des Lock-in-Verstärkers und U_{t2} bis

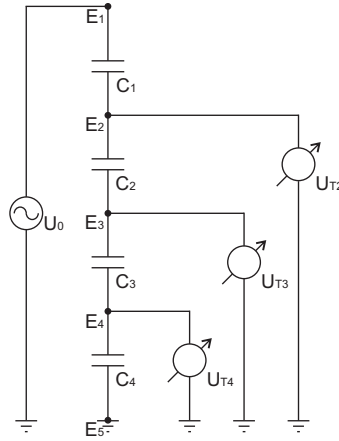


Abbildung 6.2: Ersatzschaltbild des kapazitiven Spannungsteilers der Platine mit den Elektroden 1 bis 5, vier in Reihe geschalteten Kapazitäten C_1 bis C_4 und den Teilspannungen U_{t2} bis U_{t4} an der Versorgungsspannung U_0 .

U_{t4} sind die Teilspannungen, die an den Elektroden 2 bis 4 abgegriffen werden können. Misst man nun beispielsweise an der Elektrode 3 die Teilspannung, so setzt sich der kapazitive Spannungsteiler aus zwei Kapazitäten in Reihenschaltung zusammen (der Kapazität $C_{x1} = C_1 + C_2$, die sich zwischen der Elektrode 1 und der Elektrode 3 befindet und der Kapazität $C_{x2} = C_3 + C_4$, die sich zwischen der Elektrode 3 und der Elektrode 5 befindet). Eine Reihenschaltung von Kondensatoren zeichnet sich dadurch aus, dass in allen Einzelkondensatoren die gleiche Ladungsmenge Q gespeichert wird. Aus den Spannungsabfällen über den Kondensator multipliziert mit der jeweiligen Kapazität ergeben sich die Ladung zu:

$$Q = C_{ges} \cdot U_0 \quad (6.1)$$

und:

$$Q = C_{x2} \cdot U_{t3} \quad (6.2)$$

Die Kapazität C_{ges} stellt die Reihenschaltung aus zwei Kondensatoren dar:

$$C_{ges} = \frac{1}{\sum_{i=1}^n \frac{1}{C_i}} \quad (6.3)$$

Für die zwei in Reihe geschaltete Kondensatoren berechnet sich die Gesamtkapazität zu:

$$C_{ges} = \frac{1}{\frac{1}{C_{x1}} + \frac{1}{C_{x2}}} = \frac{C_{x1} \cdot C_{x2}}{C_{x1} + C_{x2}} \quad (6.4)$$

Durch Gleichsetzen der Ladungen und kürzen von C_{x2} erhält man den kapazitiven Spannungsteiler und damit die Teilspannung U_{t3} an der Elektrode 3:

$$U_{t3} = U_0 \cdot \frac{C_{x1}}{C_{x1} + C_{x2}} \quad (6.5)$$

Erfolgt eine Änderung ΔC der Kapazität C_{x1} durch den Störkörper, so erhält man:

$$U_{t3} = U_0 \cdot \frac{C_{x1} + \Delta C_{x1}}{C_{x1} + C_{x2} + \Delta C_{x1}} \quad (6.6)$$

Nimmt man näherungsweise an, dass die beiden Kapazitäten zwischen den Elektroden gleich groß sind, so folgt:

$$U_{t3} = U_0 \cdot \frac{C + \Delta C_{x1}}{2C + \Delta C_{x1}} \quad (6.7)$$

Die Teilspannung liegt etwa bei der halben Versorgungsspannung. Um die Teilspannung rechnerisch auf den Nullwert zu korrigieren, kann man, genauso wie bei den Brückenschaltungen, die Diagonalspannung hier die Differenzspannung berechnen. Aus der Differenz der Teilspannung U_{t3} und der sich aus dem Kapazitätsverhältnis ergebenden mittleren Spannung ergibt sich die Differenzspannung zu:

$$U_d = U_{t3} - \frac{C_{x2}}{C_{x1} + C_{x2}} \cdot U_0 = U_{t3} - \frac{1}{2}U_0 \quad (6.8)$$

Setzt man hier wiederum die berechnete Teilspannung U_{t3} ein, so erhält man für die Differenzspannung:

$$U_d = U_0 \cdot \left(\frac{C + \Delta C_{x1}}{2C + \Delta C_{x1}} - \frac{1}{2} \right) = U_0 \cdot \frac{\Delta C_{x1}}{4C + 2\Delta C_{x1}} \quad (6.9)$$

Da die Kapazitätsänderungen durch die Störkörper relativ klein sind, kann im Nenner ΔC_{x1} gegenüber C vernachlässigt werden, womit die Gleichung in:

$$U_d \approx \frac{1}{4}U_0 \frac{\Delta C_{x1}}{C} \quad (6.10)$$

übergeht. Die Differenzspannung ist somit näherungsweise proportional zur relativen Kapazitätsänderung.

Wird dagegen statt der Kapazität C_{x1} die Kapazität C_{x2} durch den gleichen Störkörper geändert, erhält man statt Gleichung 6.10, folgende Gleichung:

$$U_d = U_0 \left(\frac{C}{2C + \Delta C_{x2}} - \frac{1}{2} \right) = U_0 \cdot \frac{-\Delta C_{x2}}{4C + 2\Delta C_{x2}} \approx -\frac{1}{4} \cdot U_0 \frac{\Delta C_{x2}}{C} \quad (6.11)$$

Für den idealen kapazitiven Spannungsteiler wird also ein symmetrischer Verlauf erwartet. Die Änderung des Widerstandes C_{x1} durch den Kunststoffkörper sollte somit eine positive Verstimmung der Differenzspannung verursachen, während die Änderung des massenahen Widerstandes C_{x2} eine negative Verstimmung verursachen sollte. Die Spannungskurve in Abbildung 6.1 (links C_{x2} ; rechts C_{x1}) sollte also zunächst einen Ausschlag in negative Richtung und dann in positive Richtung aufweisen.

In dieser Betrachtung wurde allerdings noch nicht die Eingangskapazität C_i und der Eingangswiderstand R_i des Lock-in-Verstärkers sowie die Kabelkapazität C_K berücksichtigt. Eine bessere Darstellung des Spannungsteilers für den symmetrischen Fall ist daher in Abbildung 6.3 dargestellt.

Wie in der Theorie über den Lock-in-Verstärker schon erwähnt, beträgt der Eingangswiderstand R_i des Lock-in-Verstärkers $10\text{ M}\Omega$ und die Eingangskapazität C_i 25 pF . Aus-

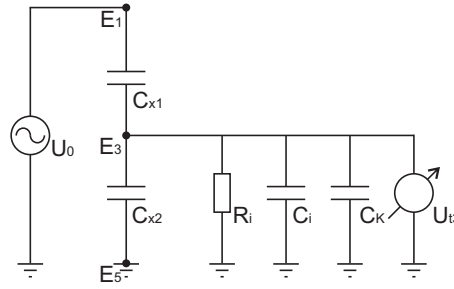


Abbildung 6.3: Kapazitiver Spannungsteiler unter Berücksichtigung des Eingangswiderstands R_i , der Eingangskapazität C_i und der Kabelkapazität C_K ($C_{x1}=C_1 + C_2$ und $C_{x2}=C_3 + C_4$ (siehe Abbildung 6.2)).

gehend von Elektrode 3 besteht zusätzlich noch eine Kabelkapazität zwischen Elektrode und Schirm. Das Koaxialkabel hat eine Länge von 1 m, für die man eine Kabelkapazität C_K von etwa 100 pF abschätzen kann. Innenkapazität C_i und Kabelkapazität C_K liegen parallel zu der massenahen Kapazität C_{x2} . Sie sind um ein Vielfaches größer als die massenahe Kapazität C_{x2} und haben daher einen erheblichen Einfluss auf die Messung. Die Kapazität zwischen den Elektroden ist dagegen sehr klein. Sie beträgt nur jeweils etwa 0,1 pF für C_{x1} und C_{x2} . Durch die parallelen Kapazitäten an der Kapazität C_{x2} verändert sich diese zu einem Gesamtkapazitätswert von etwa 125,01 pF. Somit erhält man für das Verhältnis der Teilkapazitäten nicht 0,5 mit dem kapazitiven Spannungsteiler, sondern ein Verhältnis von etwa $0,8 \cdot 10^{-3}$. Betrachtet man den Offset-Wert der Messelektrode 3, so stimmt der abgeschätzte Wert von etwa 0,8 mV in etwa mit dem Offset-Wert überein. Dies bedeutet, dass das erwartete symmetrische Verhalten der Messanordnung nur dann gefunden wird, wenn die Reihenkapazitäten des Spannungsteilers deutlich größer sind als die Parallelkapazitäten.

Im vorliegenden Fall führen die parallelen Kapazitäten des Messaufbaus, wie abgeschätzt, zu einer nahe bei Null liegenden Spannung. Die Änderung dieser Signalspannung kann nur im Bereich der Kapazität C_{x1} erkannt werden. Nur hier ist die relative Kapazitätsänderung signifikant und es kommt zu einer sichtbaren Verstimmung des Spannungsteilers. Wird dagegen der Störkörper in Nähe der Kapazität C_{x2} bewegt, ist die relative Änderung der Gesamtkapazität, bedingt durch die hohe Parallelkapazität, gering. Der Körper wird nicht erkannt.

Für eine noch genauere Betrachtung, muss auch der Eingangswiderstand R_i in der Rechnung mitberücksichtigt werden. Der Widerstand R_i befindet sich parallel zu den Kapazitäten C_i , C_K und C_{x2} . Um mit dieser Anordnung rechnen zu können, müssen hier die kapazitiven Blindwiderstände betrachtet werden. Daher ist für diese Berechnung der resistive Spannungsteiler, auf den in Abschnitt 6.1.2 noch näher eingegangen wird, von Vorteil. Für das Verhältnis zwischen der angelegten Spannung U_0 und der Teilspannung U_{t3} in Abhängigkeit von den Teilwiderständen gilt:

$$U_{t3} = U_0 \frac{R_2}{R_1 + R_2} = U_0 \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = U_0 \frac{1}{\frac{Z_1}{Z_2} + 1} \quad (6.12)$$

Die Kapazität C_{x1} kann als kapazitiver Blindwiderstand dargestellt werden. Somit gilt für Z_1 :

$$Z_1 = \frac{1}{j\omega C_{x1}} \quad (6.13)$$

Die parallelen Kapazitäten C_i , C_K und C_{x2} können wieder zu $C_R = 125,01$ pF zusammengefasst werden. Bei der Parallelschaltung aus dem Innenwiderstand R_i und der Kapazität C_R addieren sich die komplexen Widerstände der beiden Schaltelemente nach den Kirchhoffschen Regeln und man erhält:

$$\frac{1}{Z_2} = j\omega C_R + \frac{1}{R_i} \quad (6.14)$$

Durch Einfügen der komplexen Widerstände Z_1 und Z_2 in den resistiven Spannungsteiler erhält man für die Teilspannung U_{t3} :

$$U_{t3} = U_0 \frac{j\omega R_i C_{x1}}{j\omega R_i (C_R + C_{x1}) + 1} \quad (6.15)$$

Bei dieser Betrachtung resultiert für den Betrag der Teilspannung U_{t3} ein Spannungsverhältnis von $0,82 \cdot 10^{-3}$ beziehungsweise eine Teilspannung von $0,82$ mV und eine Phase von etwa 7° . Die Berechnung der Teilspannung U_{t3} unter alleiniger Berücksichtigung der Kapazitäten weicht kaum von der genaueren Betrachtung ab. Somit spielt der Eingangswiderstand R_i für den Betrag keine so große Rolle und es ist ausreichend, wenn man das kapazitive Spannungsverhältnis berechnet. Dennoch hat der Eingangswiderstand R_i einen Einfluss auf die Phase. Auch die abgeschätzte Phase stimmt im etwa mit den Messungen überein. Somit klärt sich auch, warum es bei der Messung nur eine kleine Phasenverschiebung gibt. Beide Betrachtungen führen zu dem gleichen Ergebnis. Beide Abschätzungen bestätigen eine bei Null liegende Spannung. Daher kann der Störkörper in diesem massenahen Bereich nahezu nicht erkannt werden.

6.1.1.2 Viertelbrücke mit Massebezug in Luft

Die Viertelbrücke enthält eine sich verändernde und drei konstante Kapazitäten. In diesem Messaufbau befinden sich zunächst vier annähernd gleiche, konstante Kapazitäten bedingt durch den symmetrischen Aufbau. Eine der vier Kapazitäten wird durch Vorbeifahren des Störkörpers verändert. Bei der Viertelbrücke mit Massebezug wurde ein Kunststoffstörkörper, wie im Messaufbau beschrieben, ebenfalls von Elektrode 5 zu Elektrode 1 verfahren. Es wurde eine Spannung von 1 V (RMS) und eine Frequenz von 1 kHz angelegt. Im Gegensatz zu dem Spannungsteiler wurden hier an den Elektrodenpaaren 2-8, 3-7 und 4-8 gemessen.

In Abbildung 6.4 sind die gemessenen Kurvenverläufe aufgetragen. Der Kurvenverlauf ist grundsätzlich vergleichbar zu dem Spannungsteiler mit Massebezug. Störkörper in Nähe der massenahen Elektrode werden nicht erkannt.

Der erwartete Vorteil einer Viertelbrücke gegenüber einem Spannungsteiler liegt darin, dass die Differenzspannung beider Halbbrücken direkt gemessen werden kann. Die erwartete relative Änderung bei Verstimmung ist somit größer und damit einfacher zu erfassen. Betrachtet man die Offset-Werte, so liegen diese auch nahe bei Null. Aufgrund

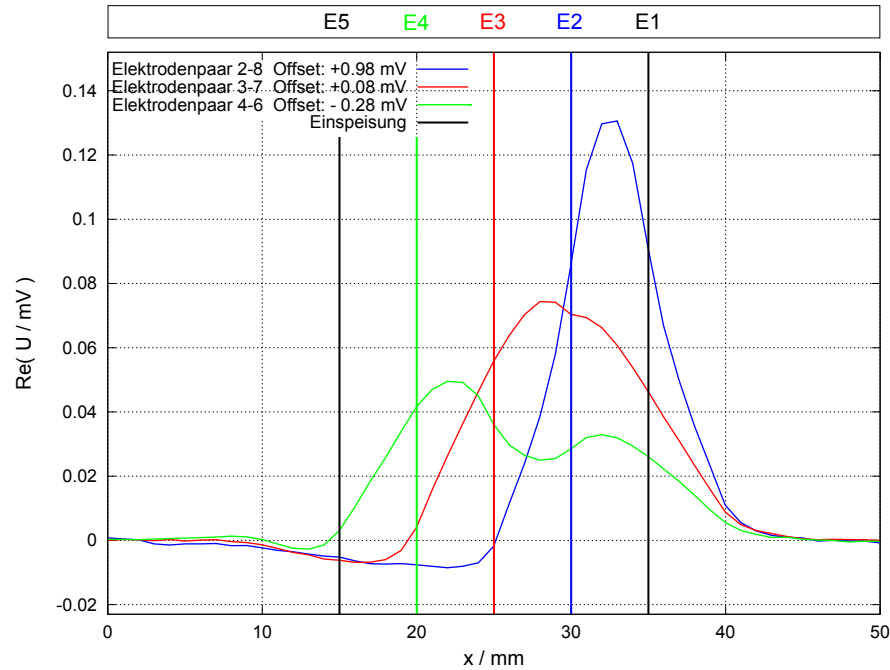


Abbildung 6.4: Messkurven der Viertelbrücke mit Massebezug in Luft der Messelektroden E2, E3 und E4. Der Realteil ist in Abhängigkeit der Messposition des Störkörpers aufgetragen.

der Tatsache, dass die Signalspannung eines Spannungsteilers und damit auch die hierzu vergleichbare Ausgangsspannung beider Halbbrücken, bedingt durch die parallelen Kapazitäten, bereits nahe bei Null liegen, kommt dieser Vorteil jedoch nicht zur Geltung. Die Viertelbrücke zeigt gegenüber dem Spannungsteiler mit Massebezug daher keine Vorteile. Alle Kurven zeigen einen ähnlichen Verlauf wie die Messkurven des Spannungsteilers. Die Verfahren sind also auch bezüglich der Unempfindlichkeit im Bereich der massenahen Elektrode vergleichbar. Es wird daher ein Verfahren gesucht, dass die beschriebenen Nachteile nicht zeigt.

6.1.1.3 Spannungsteiler mit invertierter Einspeisung in Luft

Es wurde nochmals das Verfahren des Spannungsteilers aufgegriffen. Im Unterschied zu den bisherigen Verfahren wird hier der Massebezug unterdrückt. An eine der großen Elektroden wird über den Lock-in-Verstärker ein Wechselspannungssignal von 1 V bei einer Frequenz von 1 kHz eingespeist und an der gegenüberliegenden Elektrode das invertierte Signal dieser Wechselspannung durch den SR 560 (siehe Kapitel 5.2.3). Die erwartete Spannung der mittleren Elektrode liegt somit nicht mehr zwischen Einspeisespannung und Masse sondern in der Nähe der Masse selbst. Der Störkörper verfährt dabei ebenfalls über Elektrode 5 und Elektrode 1. An den Elektroden 2, 3 und 4 wurde die Spannung gegen Masse gemessen. Um sich den genauen Messverlauf der drei Kurven im Vergleich genauer anzuschauen, wurde der Mittelwert der Anfangs- und Endposition ebenfalls korrigiert. Abbildung 6.5 zeigt alle drei Messkurven in einem Diagramm. Nun liegen die Messkurven der Elektroden 2 und 4 auch ohne Korrektur annähernd symmetrisch um die Messkurve der Elektrode 3. Zudem liegt die Messkurve der Elektrode 3 ebenfalls annähernd ohne Korrektur um die Null. Hier zeigt sich nun der erwartete Verlauf. Wenn der Störkörper

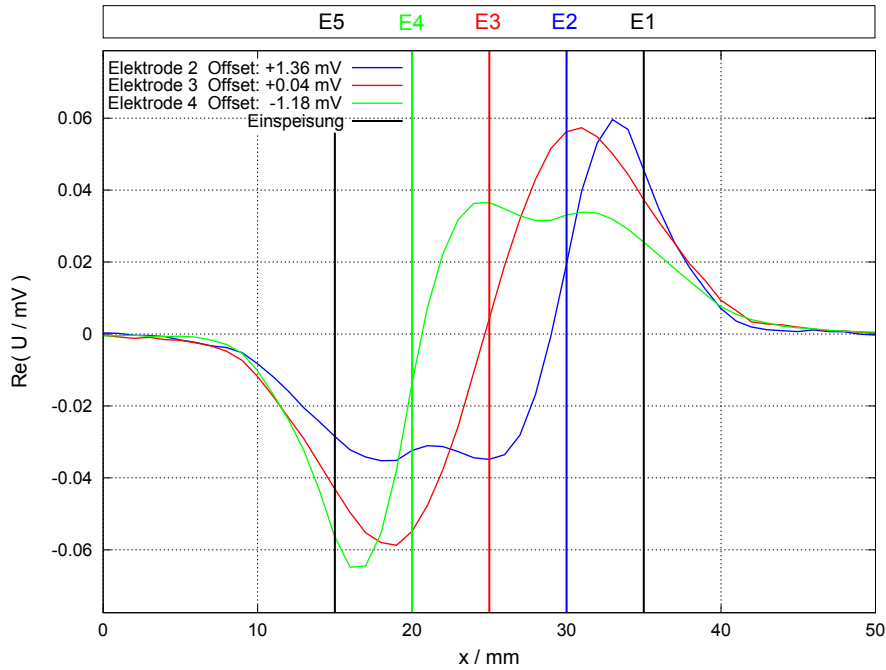


Abbildung 6.5: Messkurven des Spannungsteilers mit invertierter Einspeisung in Luft der Messelektroden E2, E3 und E4. Der Realteil ist in Abhängigkeit der Messposition des Störkörpers aufgetragen.

sich exakt über den angeschlossenen Elektroden befindet, sollte eine Spannung von 0 V zu messen sein. Genau dies ist der Fall für die mittlere Elektrode 3 an der Messposition 25 mm. Leichte Abweichungen sind auf eine nicht ganz akkurate Positionierung zurückzuführen. Auch an den Elektroden 1 und 5 und somit an den Messpositionen 15 mm und 35 mm sollte es einen Nulldurchgang geben. Es ist anzunehmen, dass durch die Länge des Störkörpers von 17 mm der Störkörper bereits von der Messelektrode erkannt wird und es dadurch zu einer leichten Erhöhung der Spannung kommt. Vergleicht man die Messung der Elektrode 2 mit der Elektrode 4, so fällt auf, dass diese sich nun spiegelverkehrt verhalten. Interessant ist es, wenn man die maximalen Ausschläge der Messkurven miteinander vergleicht. Der maximale Ausschlag der Elektroden 2 und 4 sind etwa genauso groß wie der maximale Ausschlag der Messung der Elektrode 3, da der Störkörper alle Elektroden gleichermaßen überdeckt. Betrachtet man den Kurvenverlauf der Messelektrode 2 und 4, so fällt auf, dass jeweils nicht angeschlossene Elektroden ebenfalls einen Einfluss auf den Kurvenverlauf aufweisen. Dies ist zu erwarten, da die nicht angeschlossenen Elektroden ebenfalls einen Einfluss auf die Äquipotentiallinien ausüben.

6.1.2 Messungen in Wasser

In dieser Messreihe wurden alle Messungen genau wie im vorherigen Kapitel 6.1.1 wiederholt. Das umgebende Medium war jedoch in diesem Fall Wasser mit einer Leitfähigkeit von ungefähr $6 \frac{\mu\text{S}}{\text{cm}}$.

Mit der belackten Platine konnten die Störkörper jetzt jedoch nicht mehr erkannt werden. Dies liegt an der hohen Dielektrizitätskonstante des Wassers, die bei sonst gleichem Aufbau zu einer 80 mal kleineren relativen Kapazitätsänderung führt. Alle Messungen an

Wasser wurden daher mit einer unbelackten Platine durchgeführt. Aufgrund des doppelten Elektrodenabstandes dieser Platine lag die Start- und Endposition des Störkörpers wesentlich näher an den Elektroden. Daher weisen die Messkurven prinzipiell keine Nullspannung auf. Es erfolgte die gleiche Korrektur wie bei den Messungen in Luft.

6.1.2.1 Spannungsteiler mit Massebezug in Wasser

Abbildung 6.6 zeigt die gefundene Signalspannung in Abhängigkeit des Verfahrweges für den Spannungsteiler.

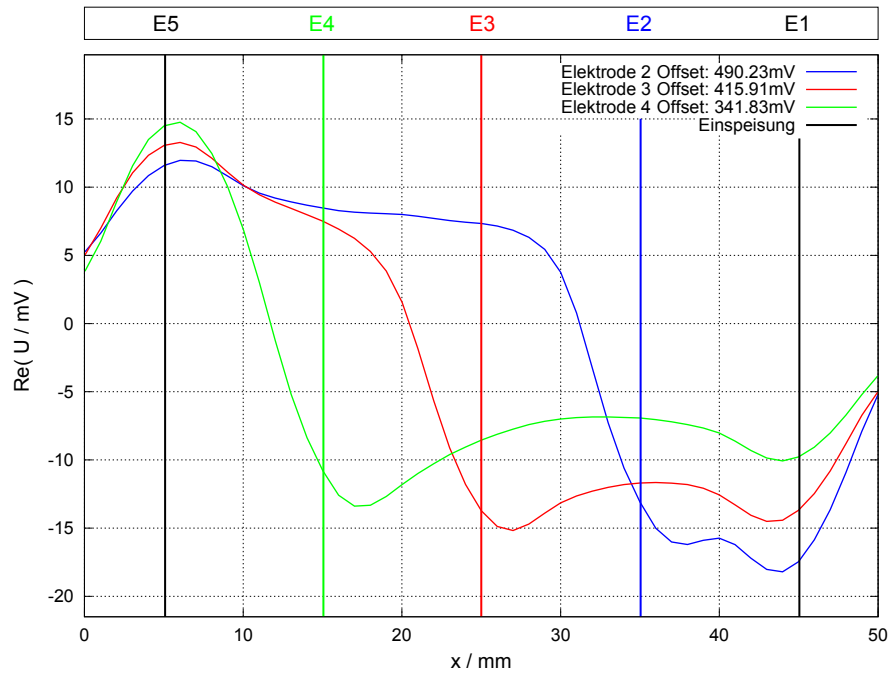


Abbildung 6.6: Messkurven des Spannungsteilers mit Massebezug in Wasser der Messelektroden E2, E3 und E4. Der Realteil ist in Abhängigkeit der Messposition des Störkörpers aufgetragen.

Der Verlauf der Messkurven in Abbildung 6.6 ist ähnlich wie im Versuch in Luft mit invertierter Einspeisung. Die Ausschläge sind jedoch gegenüber der Luftmessung invertiert. Warum der Massebezug die erwartete Symmetrie hier nicht unterdrückt, lässt sich wie folgt erklären: Die elektrischen Eigenschaften des Wassers können als primär resistiv betrachtet werden. Zwar ist die relative Permittivität von Wasser achtzig Mal größer als die von Luft, jedoch ist der resistive Anteil der dominanter Teil, der somit den kapazitiven Anteil überlagert. Daher befindet sich bei dieser Messung zwischen jeweils zwei Elektroden ein Widerstand. Abbildung 6.7 zeigt das vereinfachte Ersatzschaltbild des resistiven Spannungsteilers der Platine.

Zur Berechnung der Teilspannung U_{t3} , lässt sich der Spannungsteiler aus zwei ohmschen Widerständen in Reihenschaltung darstellen (siehe Abbildung 6.8).

Mit dem Ohmschen Gesetz erhält man:

$$U_{t3} = U_0 \cdot \frac{R_{x2}}{R_{x1} + R_{x2}} \quad (6.16)$$

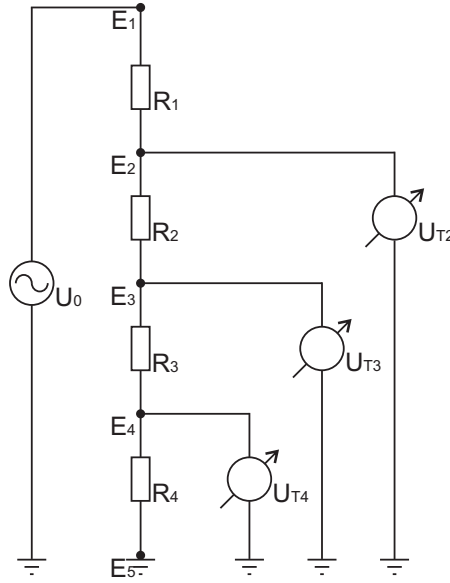


Abbildung 6.7: Ersatzschaltbild des resistiven Spannungsteilers der Platine mit den Elektroden 1 bis 5, vier in Reihe geschalteten Widerständen R_1 bis R_4 und den Teilspannungen U_{t2} bis U_{t4} an der Versorgungsspannung U_0 .

Erfolgt eine Änderung ΔR des massenahen Widerstandes R_{x2} durch den Störkörper, so folgt:

$$U_{t3} = U_0 \cdot \frac{R_{x2} + \Delta R_{x2}}{R_{x1} + R_{x2} + \Delta R_{x2}} \quad (6.17)$$

Für die erwartete Differenzspannung erhält man dann nach kurzer Abschätzung analog zur Berechnung im Abschnitt 6.1.1 für eine Änderung von R_{x2} und unter der Annahme, dass beide Widerstände gleich groß sind:

$$U_d \approx +\frac{1}{4} \cdot \frac{\Delta R_{x2}}{R} \quad (6.18)$$

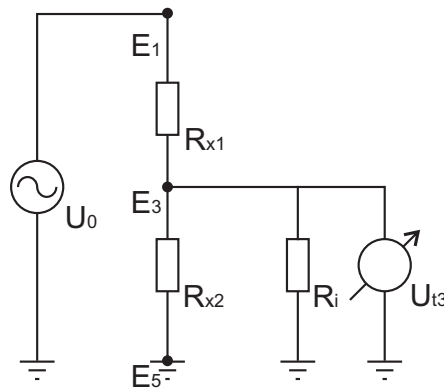


Abbildung 6.8: Resistiver Spannungsteilers unter Berücksichtigung des Eingangswiderstandes R_i ($R_{x1} = R_1 + R_2$ und $R_{x2} = R_3 + R_4$ (siehe Abbildung 6.7)).

und für eine Änderung von R_{x1} einen gleich großen, invertierten Ausschlag:

$$U_d \approx -\frac{1}{4} \cdot U_0 \frac{\Delta R_{x1}}{R} \quad (6.19)$$

Da der Eingangswiderstand R_i deutlich größer als der Widerstand des Wassers ist, kommt es jetzt zu einem deutlich geringeren Einfluss durch den Massebezug.

Der Kunststoffstörkörper führt in Luft, aufgrund seiner höheren Dielektrizitätskonstante, zu einer Kapazitätserhöhung. In Wasser ergibt sich eine Widerstandserhöhung, leitfähiges Wasser wird durch den weniger leitfähigen Kunststoffkörper verdrängt. Die Rechnung bestätigt somit, dass der Ausschlag bei einer Änderung von R_{x1} gegenüber der Änderung von C_{x1} invertiert sein muss (siehe Gleichung 6.10 und 6.19).

6.1.2.2 Viertelbrücke mit Massebezug in Wasser

Der Vorteil der Viertelbrücke gegenüber dem Spannungsteiler liegt darin, dass die Messung um den Arbeitspunkt herum erfolgt. Während beim Spannungsteiler nachträglich die Differenzspannung berechnet oder in den Nullpunkt verschoben werden muss, ergibt sich diese mit der Brücke automatisch als gemessene Diagonalspannung. Eine Viertelbrücke enthält einen sich verändernden und drei konstante Widerstände. Da jeweils nur vier Elektroden der Platine gleichzeitig angeschlossen werden, sollten sich in diesem Messaufbau zunächst vier gleiche, konstante Widerstände befinden. Einer von den vier Widerständen wird jedoch durch das Vorbeifahren des Störkörpers verändert. In Abbildung 6.9 ist die Signalspannung in Abhängigkeit vom Verfahrensweg dargestellt. Der Messkurven sind auch

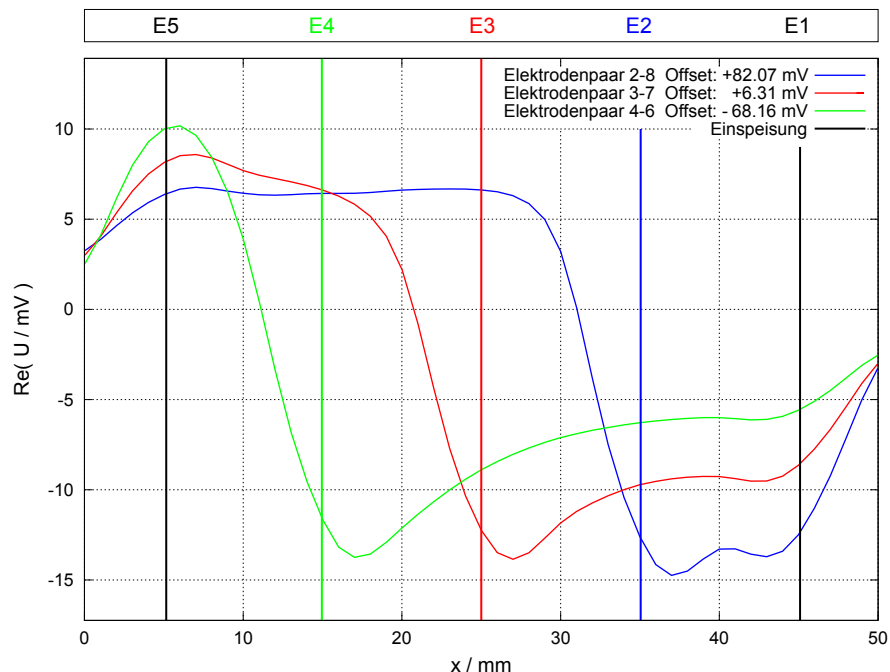


Abbildung 6.9: Messkurven der Viertelbrücke mit Massebezug in Wasser der Messelektroden E2, E3 und E4. Der Realteil ist in Abhängigkeit der Messposition des Störkörpers aufgetragen.

hier, wie erwartet, bezüglich Form und Empfindlichkeit vergleichbar zum Spannungsteiler

mit Massebezug. Allerdings äußert sich hier der Vorteil der Brücke. Die Offsetspannungen sind wesentlich kleiner gegenüber dem Spannungsteiler mit Massebezug.

6.1.2.3 Spannungsteiler mit invertierter Einspeisung in Wasser

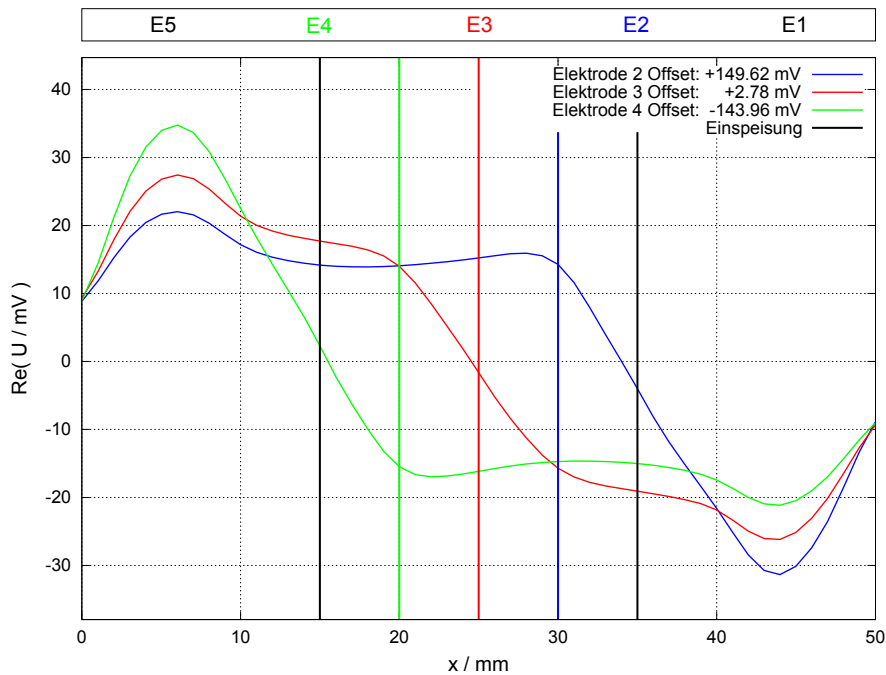


Abbildung 6.10: Messkurven des Spannungsteilers mit invertierter Einspeisung in Wasser der Messelektroden E2, E3 und E4. Der Realteil ist in Abhängigkeit der Messposition des Störkörpers aufgetragen.

In Wasser ergaben sich durch den Spannungsteiler mit invertierter Einspeisung, die in Abbildung 6.10 dargestellten Signalspannungen. Die Messkurven der Elektroden 2 und 4 liegen wieder ohne Korrektur symmetrisch um die Messkurve der Elektrode 3. Vergleicht man die Messverläufe von Abbildung 6.10 mit der Abbildung 6.9 und Abbildung 6.6, so fällt auf, dass die Messkurven nicht nur an sich symmetrisch sind, sondern sich auch absolut symmetrisch um die Messkurve 3 verhalten. Demnach hat sich auch für die Wassermessungen der Spannungsteiler mit invertierter Einspeisung als die beste Messmethode erwiesen. Der im vorangegangenen Kapitel beschriebene, geringe Einfluss des Eingangswiderstandes wird also bei dieser Messmethode unterdrückt.

Daher wird nun für alle weiteren Messungen am Medium Luft sowohl in Wasser die Messmethode mit dem Spannungsteiler mit invertierter Einspeisung angewendet.

6.2 Einfluss äußerer Störgrößen

In diesem Kapitel wird der Kathetersensor auf äußere Einflussgrößen und somit auf die Aussagekräftigkeit der Messergebnisse selbst untersucht.

6.2.1 Temperaturabhängigkeit

Ob die Temperatur einen Einfluss auf die Messungen hat, wurde im Rahmen einer Langzeitmessung untersucht. Die Langzeitmessung wurde im Medium Luft mit dem großen Kathetersensor durchgeführt. Es wurde eine Spannung von 1 V und eine Frequenz von 1 kHz angelegt. Der Real- und Imaginärteil der Spannung wurde über mehrere Tage kontinuierlich (ein Messwert pro Sekunde) erfasst und zeitgleich die Raumtemperatur aufgenommen. Abbildung 6.11 zeigt den Real- und Imaginärteil der Spannung in Abhängigkeit der Mess-

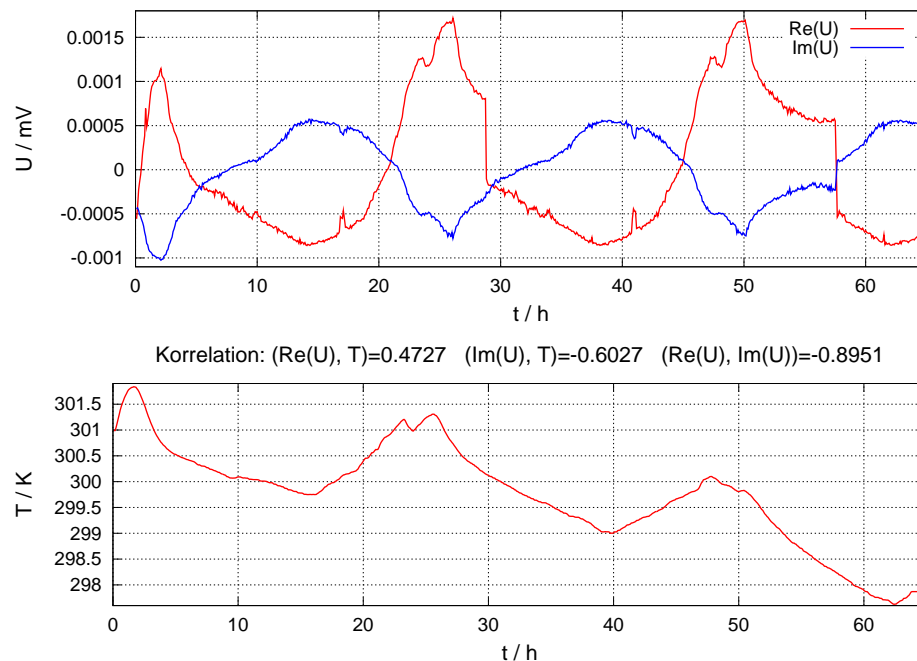


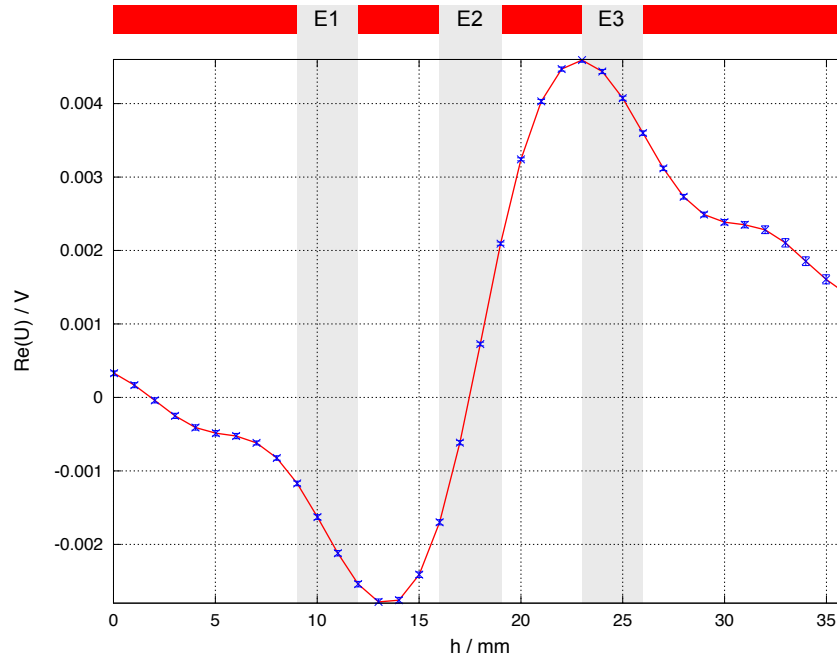
Abbildung 6.11: Langzeitmessung zur Überprüfung des Temperatureinflusses auf die Messung.

dauer (oben), sowie den Temperaturverlauf (unten). Augenscheinlich folgt die Spannung der Raumtemperaturschwankung. Die Korrelation zwischen Spannung und Temperatur beträgt jedoch für den Realteil lediglich 0,47% und für den Imaginärteil 0,6%. Somit beeinflusst die Temperatur den Imaginärteil der Spannung stärker als den Realteil. Der Temperaturverlauf zeigt eine Temperaturerhöhung um ca. 4° C. Im Zeitraum, indem eine Messung durchgeführt wird, bleibt die Temperatur näherungsweise konstant. Dies gilt erst recht für die Messungen in Wasser (hier nicht untersucht). Der Wasserbehälter kann aufgrund seiner wesentlich größeren thermischen Masse einer Raumtemperaturschwankung erheblich langsamer folgen. Somit kann man ausschließen, dass die Temperatur einen Einfluss auf die Messungen haben.

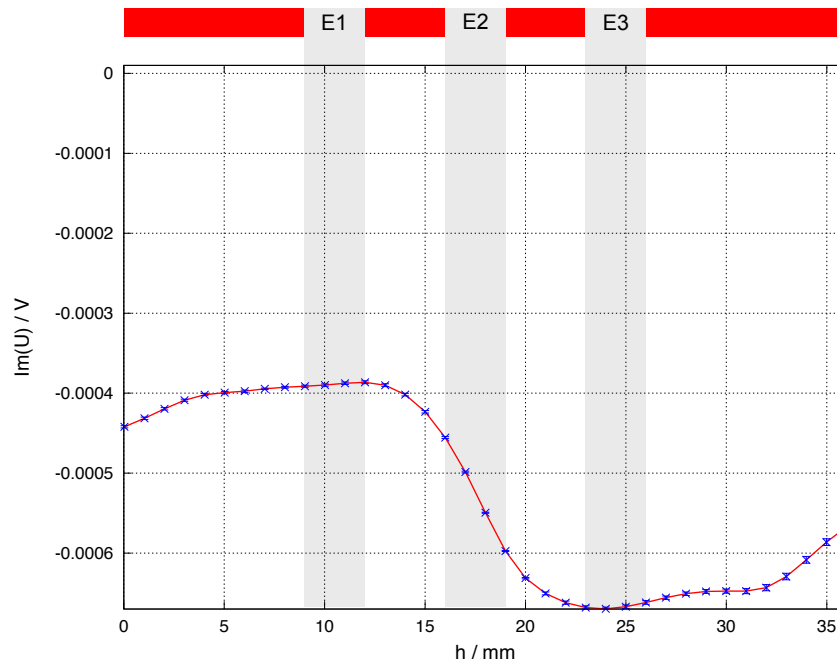
6.2.2 Reproduzierbarkeit

Für die Reproduzierbarkeitsuntersuchung wurde das Medium Wasser gewählt, da in wässrigen Medien mit korrosionsbedingten Änderungen der Übergangswiderstände gerechnet werden muss. Um auszuschließen, dass es hierdurch zu einer Verfälschung der Messergebnisse kommt, wurde ein und die selbe Messung kurz hintereinander mehrfach wiederholt

und die Reproduzierbarkeit bestimmt. Für diese Messung diente der kleine Kathetersensor. Es wurde eine Spannung von 0,1 V (RMS) und eine Frequenz von 1 kHz angelegt und die Spannung in Abhängigkeit der Messposition gemessen. Abbildung 6.12 zeigt die gemessenen Kurvenverläufe für den Real- und Imaginärteil mit den entsprechenden Fehlerbalken aus zehn durchgeführten Messungen. Der mittlere relative Fehler beträgt 0,38 %. Es wurde ein Potentialfenster gewählt, in dem die Goldelektrode ideal polarisierbar ist,



(a) Realteil



(b) Imaginärteil

Abbildung 6.12: Reproduzierbarkeit der Messungen in Wasser mit Fehlerbalken.

das heißt, dass weder Oxidation noch Elektrolyseeffekte auftreten [42, 43]. Da auf eine Referenzelektrode verzichtet wurde, kann die genaue Lage der Potentiale nicht völlig kontrolliert werden. Die experimentell bestimmte hohe Reproduzierbarkeit deutet jedoch darauf hin, dass die Messungen in dem untersuchten Zeitfenster stabil sind.

6.2.3 Empfindlichkeit

Bei den Wassermessungen stellte sich die Frage, ob eine höhere Empfindlichkeit durch eine Strom- oder Spannungsmessung erzielt werden kann. Dies wurde mit Hilfe einer Rauschmessung über einen Zeitraum der Dauer einer üblichen Messung der Störkörperdetektion überprüft. Die Einstellungen des Lock-in-Verstärkers waren die gleichen wie bei allen Messungen. Der Kathetersensor wurde im Wasserbehälter positioniert während die Rauschmessung bei unverändertem Messaufbau durchgeführt wurde. Mit Hilfe eines Lab-View-Programms wurde der Real- und der Imaginärteil des Lock-in-Verstärkers kontinuierlich ausgelesen. Diese Messung erfolgte sowohl für den Strom als auch für die Spannung. Aus diesen Daten wurde jeweils die Standardabweichung (RMS) für den Strom und für die Spannung berechnet. Die Standardabweichung für den Strom beträgt $7,306 \cdot 10^{-10}$ A und für die Spannung $8,016 \cdot 10^{-5}$ V. Um das Signal-Rausch-Verhältnis zu bestimmen, wurde eine Messreihe bei der der Strom gemessen wurde, durchgeführt. Bei dieser Messreihe wurde der Kathetersensor, wie in Kapitel 5.5.2 beschrieben, bei jeder Messung an dem Störkörper (Edelstahl, 14 mm) verfahren, wobei der Abstand von Störkörper zum Sensor nach jeder Einzelmessung variiert wurde. Die gleiche Messreihe wurde für die Spannung durchgeführt. Das Signal-Rausch-Verhältnis wurde folgendermaßen berechnet:

$$SNR = \frac{\sqrt{(Re_{max} - Re_{min})^2 + (Im_{max} - Im_{min})^2}}{\sqrt{RMS_{Re}^2 + RMS_{Im}^2}} \quad (6.20)$$

Abbildung 6.13 zeigt das Signal-Rausch-Verhältnis der Strom- und Spannungsmessung in Abhängigkeit von den Abständen von Störkörper zu dem Kathetersensor in einer logarithmischen Auftragung. Es ist deutlich zu sehen, dass das Signal-Rausch-Verhältnis für die Strommessung wesentlich größer ist als bei der Spannungsmessung. Daher stellt die Strommessung die empfindlichere Messmethode dar. Dies steht im Gegensatz zu den schwach elektrischen Fischen. Da Wasser ein leitfähiges Medium ist, fließt Strom durch das Wasser und tritt in den Fischkörper hauptsächlich durch die Poren der Elektrozepthororgane. Die Zellen der Elektrozepthororgane messen den Spannungsunterschied zwischen der Innen- und der Außenseite des Fisches. Der Spannungsunterschied ist proportional zum Strom, der jedes Elektrozepthororgan passiert.

Zudem wird deutlich, dass das Signal-Rausch-Verhältnis mit zunehmenden Abstand des Störkörpers zum Sensor, wie erwartet, abnimmt. Bis zu einem Abstand von ungefähr 9 mm ist die SNR-Kurve annähernd linear. Bei der SNR-Messung der Spannung zeigt sich, dass der SNR-Wert zudem auch ins Negative übergeht. Das heißt, das Rauschen liegt in der gleichen Größenordnung wie das Messsignal. Eine Messung ist nicht mehr mit einfachen Mitteln möglich.

Dennoch ist fragwürdig, ob die Strommessung trotz des hohen Signal-Rausch-Verhältnisses zuverlässige Messungen liefert, denn der Eingangswiderstand des Lock-in-Verstärkers beträgt bei Strommessungen, wie aus Kapitel 5.3 bekannt, nur 1 kΩ. Somit ist dieser wesentlich kleiner als die zu erwartenden Widerstände des Spannungsteiler der Messungen am Medium Wasser. In Folge würde die Symmetrie des Spannungsteilers erheblich gestört

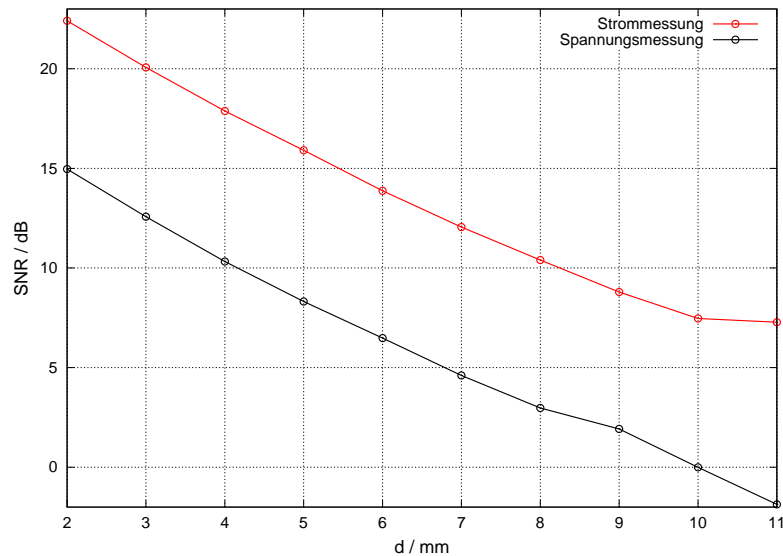


Abbildung 6.13: Vergleich des Signal-Rausch-Verhältnisses bei Messung des Stromes beziehungsweise der Spannung in Abhängigkeit des Abstandes d (Störkörper/Sensor).

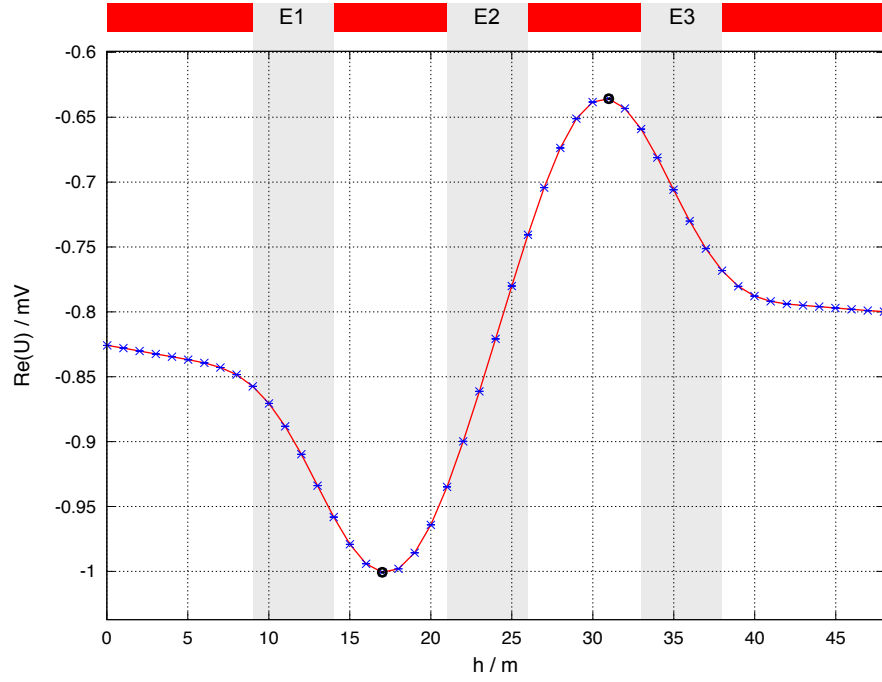
werden.

Um die Vergleichbarkeit zwischen den Messungen im Medium Luft und Wasser zu wahren, wird daher nachfolgend bei den Experimenten in Wasser weiterhin die Spannungsmessung bevorzugt.

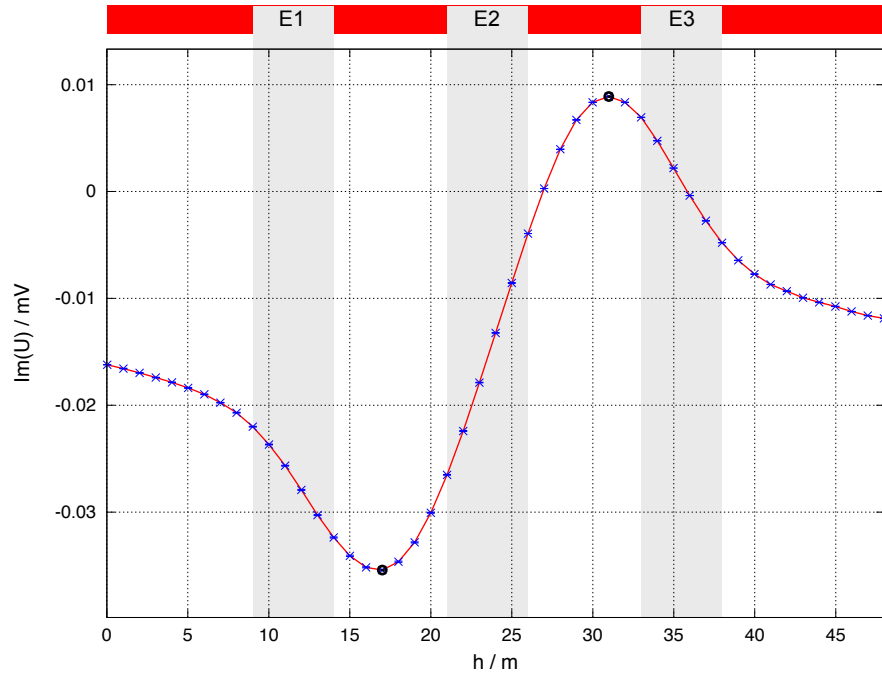
6.3 Frequenzabhängigkeit

Im Rahmen der Diplomarbeit wurden einige hundert Messkurven erstellt, wobei der Abstand von Störkörper zu Sensor, das Material, sowie die Materialgröße variiert wurden. Als Beispiel sind in Abbildung 6.14 die Messkurven gezeigt, die mit dem großen Kathetersensor im Medium Luft bei einer angelegten Wechselspannung von 1 V (RMS) und einer Frequenz von 1 kHz gemessen worden sind. Als Störkörper diente hierbei ein Aluminiumstörkörper mit der Kantenlänge von 14 mm, welcher bei dieser Messung im Abstand von 2 mm am Sensor vorbeigeführt wurde. Die grau hinterlegten Felder kennzeichnen die Elektroden des Kathetersensors. Die Messkurven weisen nicht die erwartete Nullspannung auf. Würde man die gleiche Messung mit dem gesamten äußeren Messaufbau inklusive Störkörperhalterung, jedoch ohne den Störkörper, nochmals durchführen und die Messkurven von den Messungen abziehen, würden die Messkurven auch eine Nullspannung aufweisen (hier nicht gezeigt). Der Offset ist somit auf Umgebungseinflüsse zurückzuführen (schwingungsgedämpfter Metalltisch, Positioniersystem).

Um unterschiedliche Messreihen vergleichen zu können, wurde ein Weg gefunden, die beiden durch eine Messung entstehenden Messkurven auf zwei Werte zu reduzieren. Es wurde eine Darstellung gewählt, die auf der x-Achse den Realteil und auf der y-Achse den Imaginärteil zeigt. Abbildung 6.15 zeigt den gemessenen Real- und Imaginärteil in der so genannten Nyquistdarstellung. In der Nyquistdarstellung weisen Real- und Imaginärteil eine sehr flache gestreckte Lissajous-Figur auf. Dieser Graph lässt sich nun auf genau zwei Parameter reduzieren. Ein Parameter stellt der kartesische Abstand dar, der



(a) Realteil



(b) Imaginärteil

Abbildung 6.14: Real- und Imaginärteil in Abhängigkeit der Messposition. Messkurven des großen Kathetersensors in Luft, verwendetes Störkörpermateriale ist Aluminium (14 mm Kantenlänge), der Abstand von Störkörper zu Sensor beträgt 2 mm.

folgendermaßen berechnet wird:

$$R_{Nyquist} = \sqrt{(Re_{max} - Re_{min})^2 + (Im_{max} - Im_{min})^2} \quad (6.21)$$

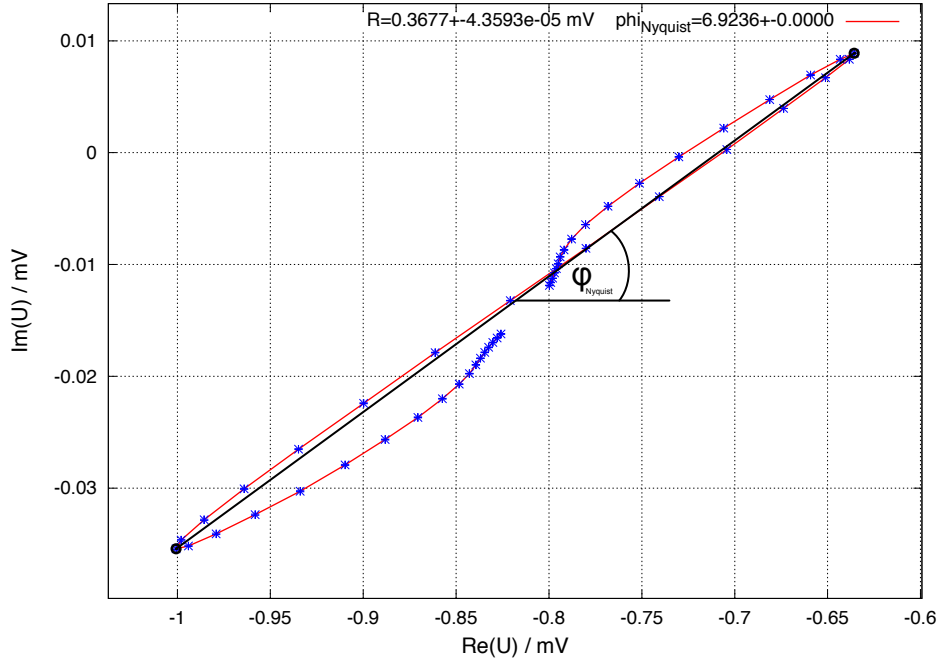


Abbildung 6.15: Das Nyquistdiagramm zeigt den kartesischen Abstand $R_{Nyquist}$ (schwarze Gerade) und den dazugehörigen Winkel $\phi_{Nyquist}$ aus Abbildung 6.14.

Zur Veranschaulichung sind in Abbildung 6.14 die Maxima von Real- und Imaginärteil, sowie die Minima als schwarze Punkte eingezeichnet. Bei größeren Abständen (Störkörper/Sensor) ist der Ausschlag, der durch den Störkörper verursacht wird, kleiner als der Offset in den Randbereichen. Daher erfolgt die Ermittlung des kartesischen Abstandes nur in dem Bereich, in dem normalerweise der Ausschlag durch den Störkörper verursacht wird.

Der zweite Parameter ist die zum kartesischen Abstand $R_{Nyquist}$ zugehörige Phase. Diese wird, wie folgt, berechnet:

$$\phi_{Nyquist} = \arctan \left(\frac{Im_{max} - Im_{min}}{Re_{max} - Re_{min}} \right) \quad (6.22)$$

6.3.1 Frequenzabhängigkeit in Luft

Im Folgenden wird die Frequenzabhängigkeit des Sensors näher untersucht, um den Punkt maximaler Empfindlichkeit zu finden. Der Kathetersensor wurde an dem Störkörper (Edelstahl, 14 mm) in einem Abstand von 2 mm, wie in Kapitel 5.5.2 beschrieben, verfahren. Es wurde eine Wechselspannung von 1 V (RMS) angelegt und die Spannung gemessen. Die Frequenz wurde in logarithmischen Schritten variiert. Abbildung 6.16 zeigt das Frequenzverhalten in einem Bode-Diagramm. Es sind der kartesische Abstand $R_{Nyquist}$ und die Phase $\phi_{Nyquist}$ gegen die Frequenz aufgetragen.

Die maximale Empfindlichkeit liegt in dem Frequenzbereich zwischen 1 kHz und 100 kHz. In diesem Bereich liegt die Phasenverschiebung nahe Null. Bei sehr kleinen Frequenzen haben Kondensatoren einen höheren komplexen Widerstand. Somit muss auch die Phasenverschiebung, wie in Kapitel 6.1 abgeschätzt, zunehmen. Diese Zunahme der Phasenverschiebung in Richtung kleiner Frequenzen ist in Abbildung 6.16 unterhalb von 1 kHz gut zu erkennen. Im Frequenzbereich, in dem der kartesische Abstand sein Optimum aufweist,

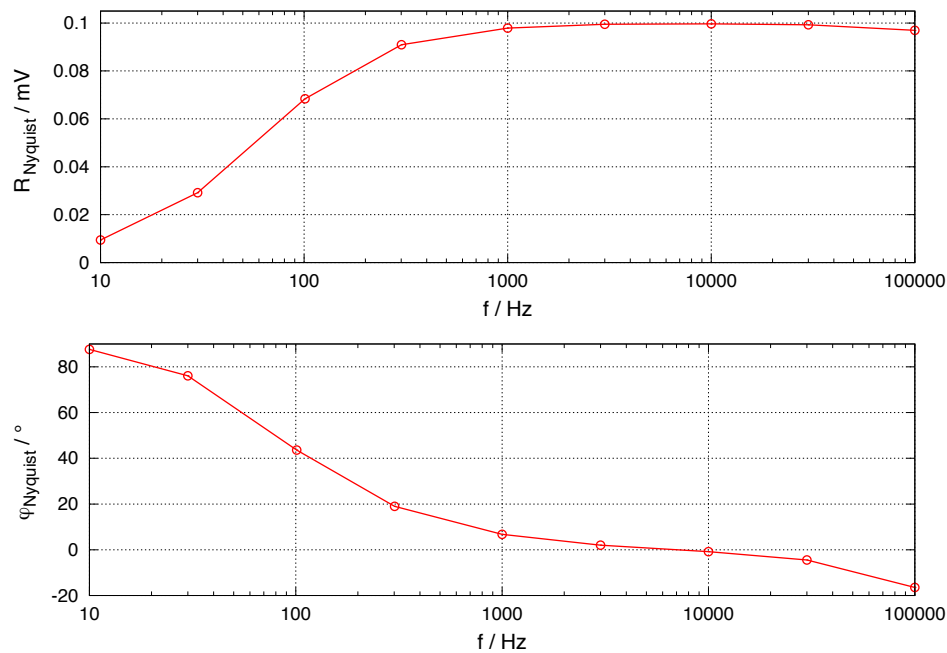


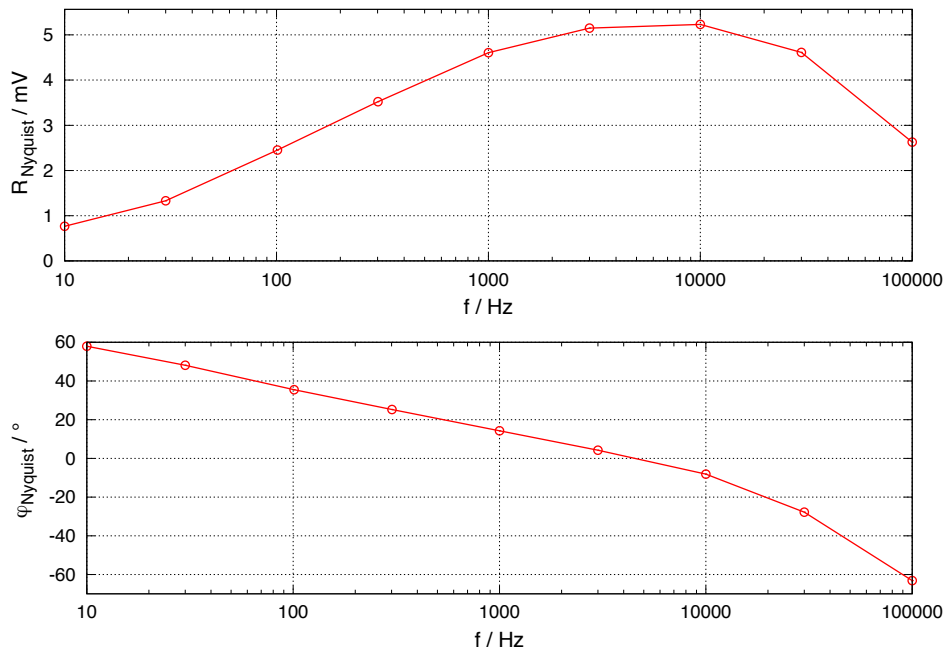
Abbildung 6.16: Frequenzverhalten des kleinen Kathetersensors in Luft.

ist die Phase annähernd gleich null. Dies bestätigt, dass man in diesem Frequenzbereich das System als rein kapazitiv annehmen kann, der unerwünschte Eingangswiderstand wird also ab 1 kHz hinreichend unterdrückt. Das Bodediagramm zeigt seine maximale Empfindlichkeit ab ca. 1 kHz. Zukünftige Luftmessungen wurden daher bei einer Frequenz von 1 kHz und einer Spannung von 1 V (RMS) Wechselspannung durchgeführt.

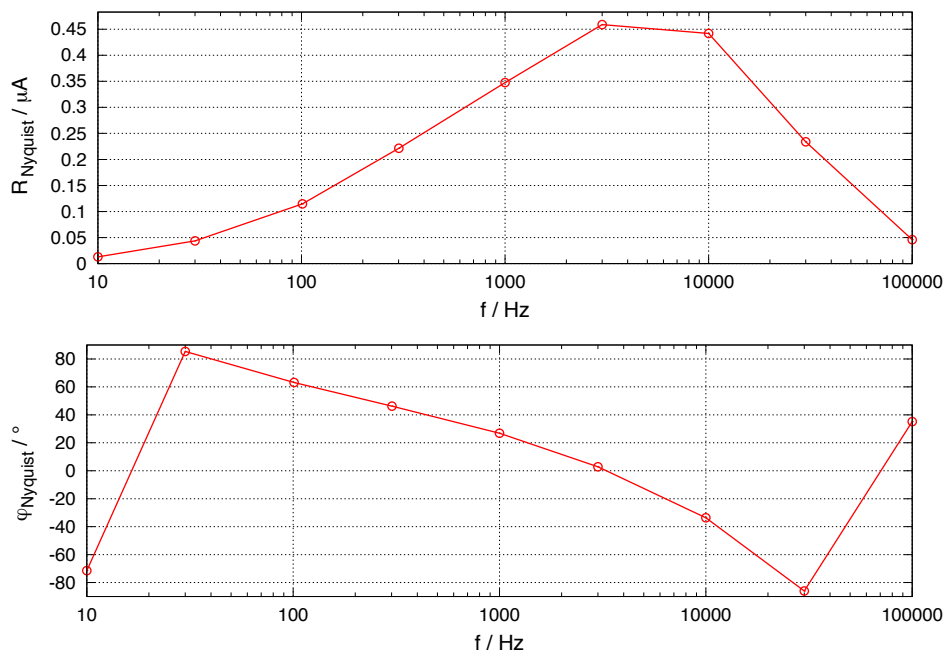
6.3.2 Frequenzabhängigkeit in Wasser

Auch für die Wassermessungen wurde der Punkt der maximalen Empfindlichkeit gesucht. Dieses Experiment wurde analog zu dem Unterkapitel ?? durchgeführt. Diese Messreihe wurde jedoch, wie in Unterkapitel 6.2.2 bereits begründet, bei einer angelegten Spannung von 0,1 V (RMS) durchgeführt. Die Frequenzabhängigkeit wurde sowohl für die Spannung als auch den Strom untersucht. Abbildung 6.17 fasst die Messreihe in dem Bode-Diagramm zusammen.

Der Bereich des größten kartesischen Abstandes liegt hier sowohl für die Spannung als auch für den Strom in dem Frequenzbereich zwischen 3 kHz und 10 kHz. Einen deutlichen Messeffekt kann man aber schon ab 50 bis 100 Hz erkennen. Hier zeigt sich eine Parallele zu den schwach elektrischen Fischen. Das Frequenzspektrum der Elektroortung liegt zwischen 50 Hz und 10 kHz (siehe Kapitel 2). Aus Vergleichbarkeitsgründen werden alle Messungen an Wasser bei einer Frequenz von 1 kHz durchgeführt und die Messung des Stromes bei einer Frequenz von 3 kHz. Alle Untersuchungen erfolgen bei einer angelegten Spannung von 0,1 V (RMS).



(a) Spannung



(b) Strom

Abbildung 6.17: Frequenzverhalten des kleinen Kathetersensors im Medium Wasser

- a) Spannung,
- b) Strom.

6.4 Abstandsabhängigkeit

Abbildung 6.18 zeigt den Realteil in Abhängigkeit der Messposition für verschiedene Abstände zwischen Störkörper und Sensor. Als Beispiel sind hier Messreihen des großen Kathetersensors in Luft gezeigt. Der zu detektierende Störkörper war ein Aluminiumstörkörper mit der Kantenlänge von 14 mm. Bis zu einem Abstand d von 8 mm ist es möglich,

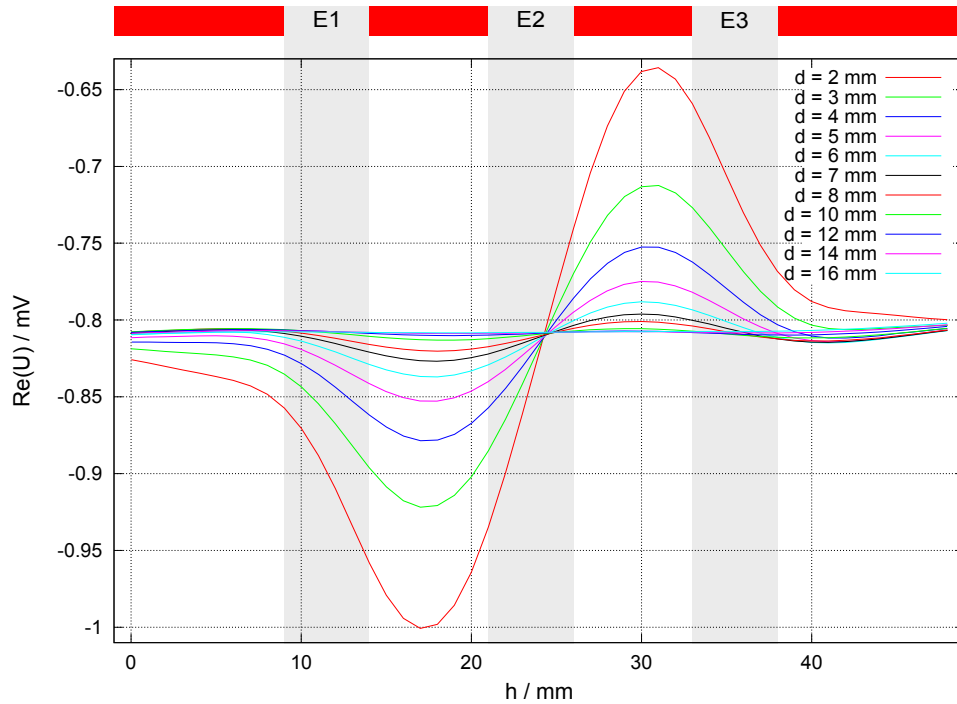
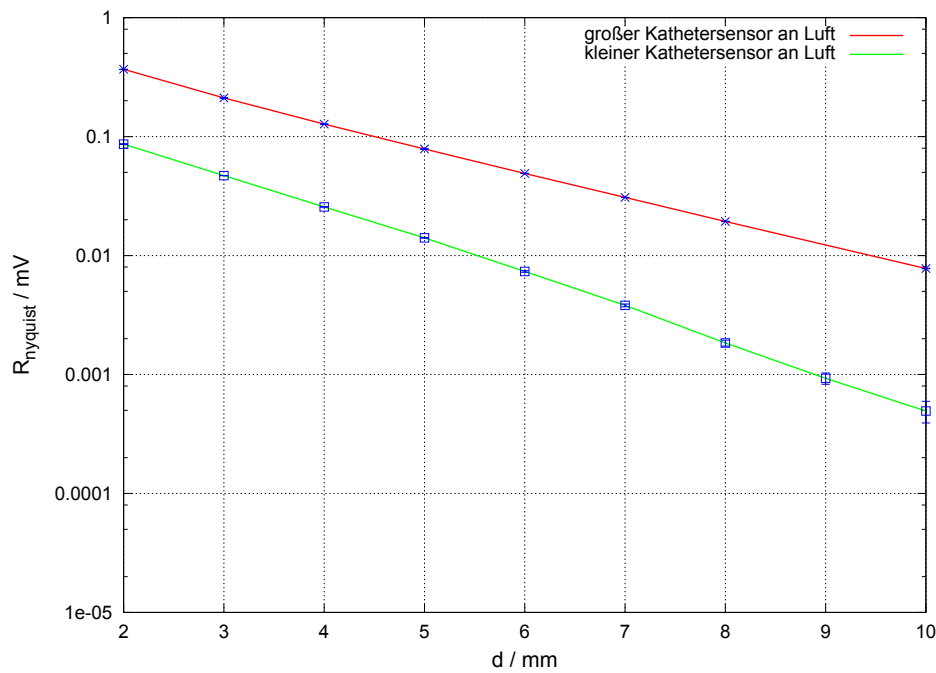


Abbildung 6.18: Spannungsmesssignale (Realteil) des großen Kathetersensors (Spannung 1 V, 1 kHz, Aluminiumstörkörper (14 mm)) als Funktion der Messposition für verschiedene Abstände d (Störkörper/Sensor).

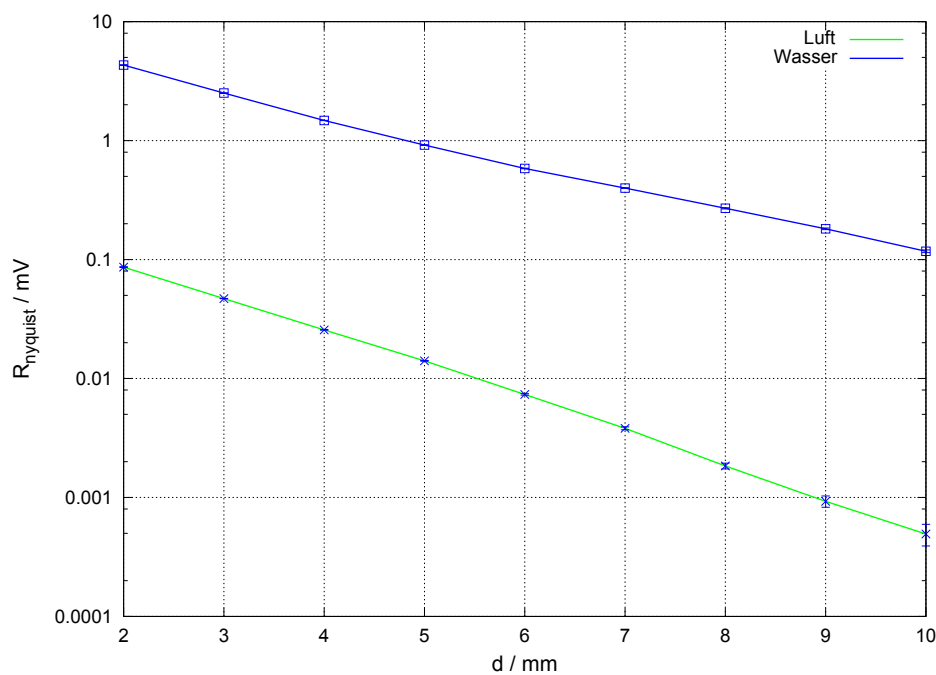
die einzelnen Spannungskurven gut voneinander zu unterscheiden.

Die Empfindlichkeit der Abstandsdetektion des Kathetersensors ist vergleichbar mit der der schwach elektrischen Fische. Objekte können von den Fischen in einem Abstand erkannt werden, der ihrer Körperlänge entspricht. Die beiden Kathetersensoren haben einen Abstand von 19 mm (großer Katheter) beziehungsweise 13 mm (kleiner Katheter) zwischen den Einspeisepunkten (jeweils die Innenseite). Mit dem gewählten Messaufbau können für den großen Kathetersensor gute Empfindlichkeiten bis 8 mm erreicht werden. Wie bei den schwach elektrischen Fischen, liegt dies in der gleichen Größenordnung seiner Ausdehnung. In Summe, ist bezogen auf die angestrebte Anwendung, eine gute Abstandsdetektion für kleine Abstände ausreichend.

Ob die Detektion des Abstandes genauso wie bei den schwach elektrischen Fischen mit einer bestimmten Gesetzmäßigkeit abnimmt, zeigen die Graphen in Abbildung 6.19. Der kartesische Abstand $R_{Nyquist}$ ist logarithmisch als Funktion des Abstandes d (Störkörper/Sensor) aufgetragen. Abbildung 6.19a zeigt das Abstandsverhalten des kleinen und großen Katheters am Medium Luft. Beide Messreihen weisen exponentielles Verhalten auf: Die Abstandsabhängigkeit des großen Kathetersensors lässt sich mit der Gesetzmäßigkeit von $e^{-0,5d}$ beschreiben, während der kleine Kathetersensor sich durch $e^{-0,6d}$ beschreiben lässt. Hier zeigt sich, dass die Empfindlichkeit des kleinen Kathetersensors im Vergleich zum großen Kathetersensor niedriger ist. Dies ist zwar auf den ersten Blick ein unerwarteter Effekt, da trotz kleinerer Sensorgröße mit den gleichen Messeinstellungen und dem gleichen Störkörper, wie beim großen Katheter gemessen wurde. Jedoch ist das auf die größere Innenkapazität des kleinen Kathetersensors zurückzuführen. Wie in Kapitel 5.1 beschrieben, bestehen die Elektroden des kleinen Kathetersensors aus Scheibenelektroden im Gegensatz zu den Ringelektroden des großen Kathetersensors. Wie in Abbildung 6.20



(a) Vergleich: kleiner und großer Katheter in Luft



(b) Vergleich: kleiner Katheter in Luft und in Wasser

Abbildung 6.19: Vergleich der Abstandsabhängigkeit (Aluminiumstörkörper (14 mm))

- a) Vergleich des großen und kleinen Katheters in Luft,
- b) Vergleich des kleinen Katheters in Luft und in Wasser.

im Ersatzschaltbild zu erkennen ist, kann der Störkörper lediglich die Parallelkapazitäten C'_1 und C'_2 beeinflussen. Somit ist die Empfindlichkeit eines Sensors mit kleinen Innenkapazitäten größer.

Vergleicht man nun die Messungen des kleinen Katheters im Medium Luft und Wasser,

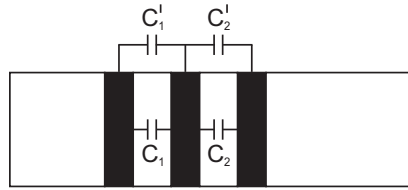


Abbildung 6.20: Schemazeichnung des Kathetersensors mit seinen Innenkapazitäten C_1 und C_2 und Parallelkapazitäten C'_1 und C'_2 .

so zeigen auch diese exponentielles Verhalten in Abhängigkeit vom Abstand. Auch an Wasser lässt sich eine Gesetzmäßigkeit von $e^{-0,5d}$ finden.

Tatsächlich ist die hier gezeigte Abstandsabhängigkeit im Bezug auf die angestrebte Anwendung eher ein unerwünschter Effekt, da der Abstand zwischen Katheter und Gefäßwand während der Untersuchung variiert und damit eine unbekannte Größe darstellt. Es soll daher in den folgenden Kapiteln untersucht werden, ob sich trotz dieser Abhängigkeit eine Aussage über Größe und Material treffen lässt.

6.5 Größenabhängigkeit

Die Abhängigkeit der Störkörpergröße wurde ausschließlich am großen Kathetersensor in Luft durchgeführt. Als Beispiel zeigt Abbildung 6.21 das Messsignal des Aluminiumstörkörpers bei verschiedenen Größen (9, 11 und 14 mm) und bei konstantem Abstand (2 mm). Alle drei Messkurven wurden um den Offsetwert (Abzug der Umgebung) von 0,81 mV korrigiert.

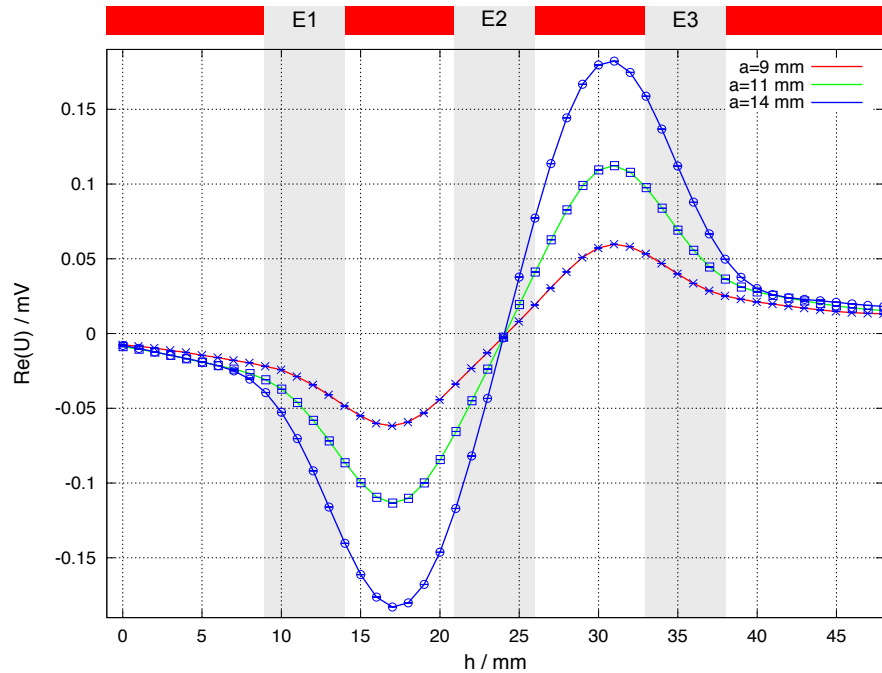


Abbildung 6.21: Spannungsmesssignale (Realteil) der verschiedenen Störkörpergrößen a (9, 11 und 14 mm) in Abhängigkeit der Messposition h des Störkörpers.

Der Realteil ist als Funktion der Messposition aufgetragen. Die unterschiedlichen Störkörpergrößen sind deutlich zu erkennen. Je größer der Störkörper, desto größer ist auch der Spannungsausgang. Die Kantenlänge der Störkörper variiert im Verhältnis 14 : 11 : 9 - das entspricht einem Flächenverhältnis von 196 : 121 : 81. Der maximale Ausschlag variiert wie 0,37 : 0,23 : 0,12, woraus sich eine Empfindlichkeit von $1,9 \mu\text{V}/\text{mm}^2$ für den Störkörper mit der Kantenlänge von 11 mm beziehungsweise von 14 mm berechnen lässt. Der Störkörper mit der Kantenlänge von 9 mm zeigt eine Empfindlichkeit von $1,5 \mu\text{V}/\text{mm}^2$. Die unterschiedliche Empfindlichkeiten zwischen den beiden großen und dem kleinen Störkörper hängen vermutlich mit dem Elektrodenabstand (8 mm) zusammen. Die beiden großen Körper überdecken beide Elektroden vollständig im Maximum, der kleine Störkörper je-

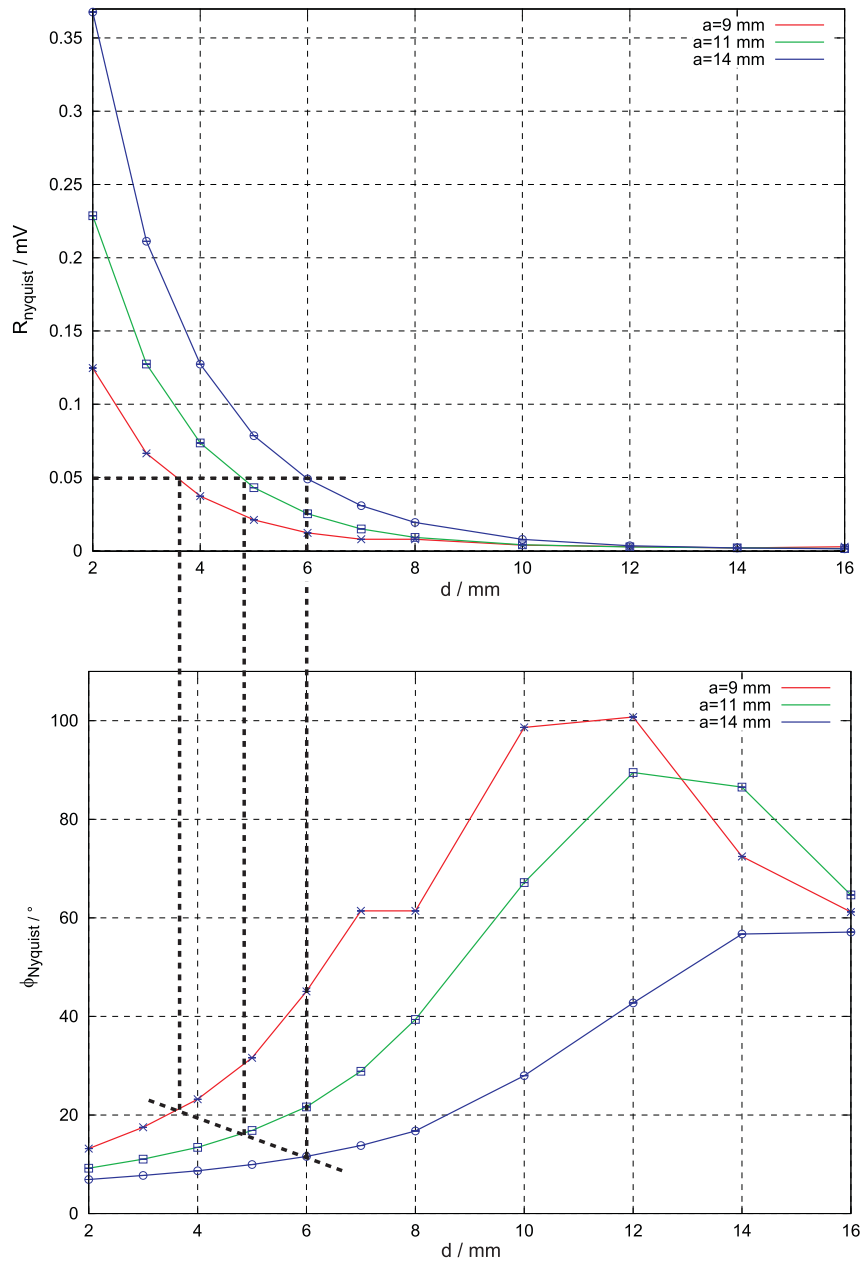


Abbildung 6.22: Kartesischer Abstand $R_{Nyquist}$ und der dazugehörige Winkel $\phi_{Nyquist}$ in Abhängigkeit des Abstandes d (Störkörper/Sensor) für verschiedene Störkörpergrößen a (großer Katheter an Luft).

doch nur teilweise. Außerdem ist zu beachten, dass der größte Teil der Kapazität zwischen den Elektroden sich im Inneren des Katheters (Plattenkondensator, Kabelkapazitäten) befindet. Der Störkörper kann nur die parallele Kapazität C'_1 beziehungsweise C'_2 beeinflussen (siehe Abbildung 6.20). Für eine detaillierte Betrachtung wären weitere Messungen mit optimierten Sensoren erforderlich.

Bei den schwach elektrischen Fischen verursacht ein großes Objekt, welches dem schwach elektrischen Fisch sehr nahe ist, das gleiche elektrische Abbild, welches ein kleines Objekt in einem großen Abstand verursacht. Dennoch ist der Fisch in der Lage, die Objektgröße zu detektieren. Zur Detektion der Objektgröße nutzt er zusätzlich zum Amplitudenausschlag auch die Ausdehnung des elektrischen Abbildes (siehe Kapitel 2.4, Abbildung 2.5) sowie den Abstand zum Objekt [32].

Die Ausdehnung des elektrischen Abbildes wurde jedoch in dieser Arbeit nicht im Detail untersucht, da nur mit einer Messelektrode gemessen wurde. Um Informationen aus der Ausdehnung eines Körpers zu gewinnen, müsste man, genauso wie die schwach elektrischen Fische, mit mehreren Elektroden gleichzeitig messen.

Mit dem Signal einer einzelnen Elektrode lässt sich neben dem kartesischen Abstand auch die Phase des Signals auswerten. Dies soll im Folgenden näher analysiert werden. Abbildung 6.22 zeigt sowohl den kartesischen Abstand $R_{Nyquist}$ sowie die dazugehörige Phase $\phi_{Nyquist}$ in Abhängigkeit vom Abstand (Sensor/Störkörper) für die verschiedenen Störkörpergrößen.

Man erkennt, dass die Größendetektion der Störkörper genauso wie die Abstandsdetektion in Abbildung 6.18 für den großen Kathetersensor, nur für kleine Abstände (kleiner 7 mm) möglich ist. Des weiteren wird deutlich, dass ein Spannungswert des kartesischen Abstandes auf verschiedene Störkörpergrößen bei unterschiedlichen Abständen zurückzuführen ist (siehe waagrecht gestrichelte Hilfslinie). Allein dieser Wert lässt also keinen Aufschluss über Abstand und Größe zu. Betrachtet man aber die zugehörige Phasenverschiebung, so nimmt diese mit zunehmender Körpergröße ab. Dieser Sachverhalt lässt erwarten, dass selbst aus dem Signal einer einzigen Elektrode Informationen über Größe und Abstand abgeleitet werden können.

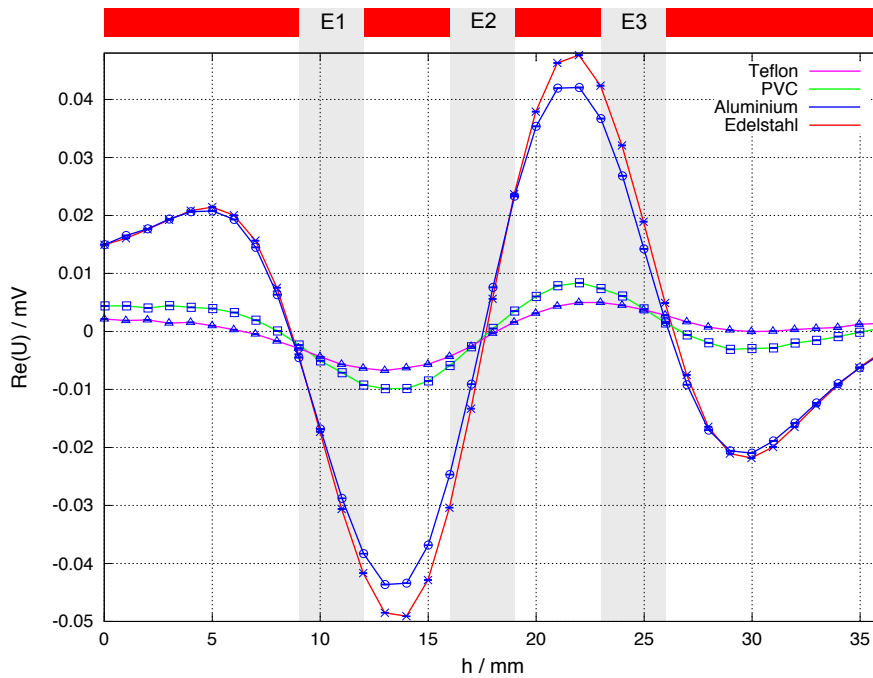
6.6 Materialabhängigkeit

Neben Abstand und Größe hat das Material des Störkörpers einen signifikanten Einfluss. Dies zeigt Abbildung 6.23 am Beispiel des kleinen Kathetersensors im Medium Luft und im Medium Wasser. Bei beiden Versuchsreihen wurde mit einer Frequenz von 1 kHz gemessen. Die angelegte Spannung betrug 1 V (RMS) für Luft und 0,1 V (RMS) für Wasser. Es besteht ein grundsätzlicher Unterschied zwischen den Materialarten in den Umgebungsmedien Luft beziehungsweise Wasser. In Luft zeigen alle Materialien, egal ob Kunststoff oder Metall, einen vergleichbaren Verlauf. Das heißt, alle Materialien zeigen bei Anwesenheit eines Störkörpers einen Ausschlag in die gleiche Richtung. Im Medium Wasser verhalten sich Kunststoffe und Metalle jedoch gegenläufig. Kunststoffe weisen in dem Bereich, in dem Metalle einen negativen Ausschlag haben, einen positiven Ausschlag auf und umgekehrt.

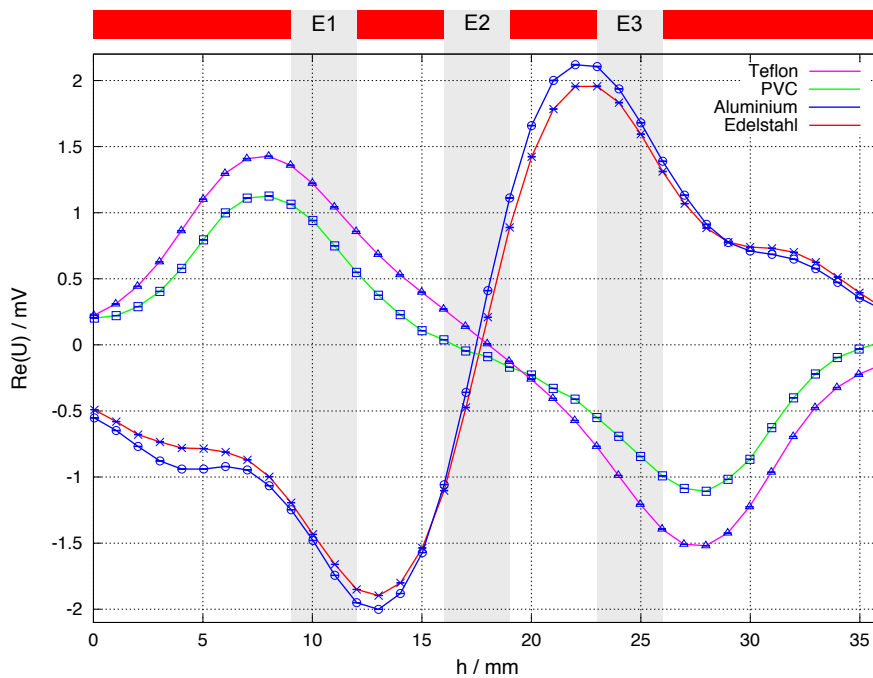
Auffällig ist auch, dass die maximalen Ausschläge, wie erwartet, genau zwischen den Elektroden liegen. Dies gilt jedoch nur für Metalle und Kunststoffe in Luft beziehungsweise für Metalle in Wasser. Die Messungen im Medium Wasser zeigen ein anderes Verhalten: Die maximalen Ausschläge von den Kunststoffkörpern liegen eher außerhalb des durch

die Elektroden aufgespannten Feldes.

Wie bereits in dem Kapitel 6.1 erläutert, sind die Messungen in Luft als näherungsweise kapazitive Messungen zu betrachten. Es ist egal, ob das elektrische Feld, welches durch die zwei äußeren Elektroden aufgespannt wird, durch einen Kunststoffkörper oder durch



(a) Luft



(b) Wasser

Abbildung 6.23: Realteil in Abhängigkeit der Messposition der verschiedenen Materialien
a) im Medium Luft,
b) im Medium Wasser.

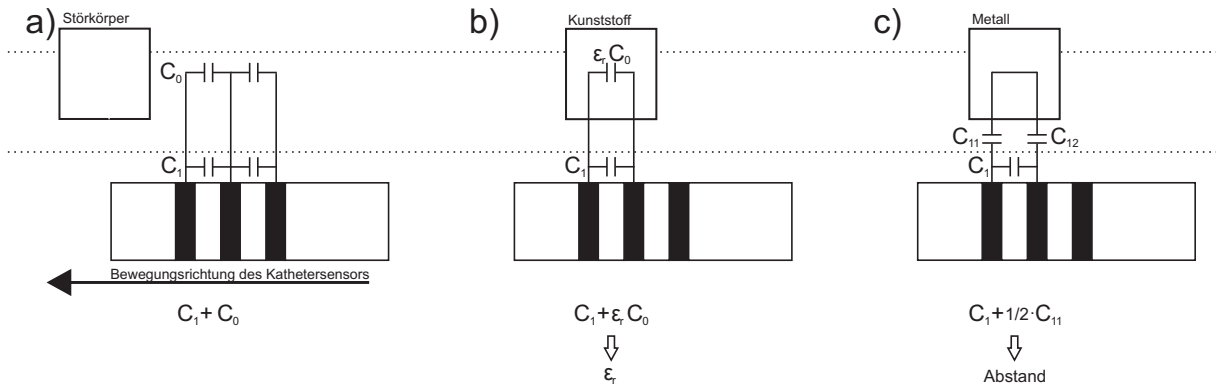


Abbildung 6.24: Vereinfachtes Kapazitätsmodell des Kathetersensors (Medium Luft)

- a) der ungestörte Fall,
- b) Störung durch einen Kunststoffkörper,
- c) Störung durch einen Metallkörper.

einen Metallkörper gestört wird. In beiden Fällen führt diese Störung zu einer Kapazitätserhöhung. Für Kunststoffe erscheint dies offensichtlich. Stellt man sich die Elektroden des Kathetersensors wie einen aufgeklappten Plattenkondensator vor, so führt das Vorbeifahren des Kunststoffkörpers zu einer Änderung des Dielektrikums des Kondensators. Die relative Dielektrizitätskonstante von Kunststoffen ist größer als diejenige von Luft, sie führt somit zu einer Kapazitätserhöhung (siehe Abbildung 6.24b). Wird dagegen ein Metallkörper am Kathetersensor vorbeigeführt (siehe Abbildung 6.24c), so bildet dieser zusätzlich zu der bereits bestehenden Kapazität C_1 , eine Serienschaltung aus den Kondensatoren C_{12} und C_{22} . Die Parallelschaltung aus der Kapazität C_1 und den beiden in Reihe geschalteten Kapazitäten C_{12} und C_{22} führt somit ebenfalls zu einer Erhöhung der Kapazität. Dies erklärt, warum alle Materialien im Medium Luft einen Ausschlag in die gleiche Richtung erzeugen.

Warum der Ausschlag genau zwischen den beiden Elektroden maximal sein muss, veranschaulicht ebenfalls Abbildung 6.24. Sind die in Serie geschalteten Kapazitäten C_{12} und C_{22} zwischen Störkörper und den Elektroden des Sensors ungefähr gleich groß, so ist die Kapazität der Serienschaltung maximal. Dies erfolgt genau dann, wenn der Störkörper sich mittig zwischen zwei Elektroden befindet.

Die Messungen im Medium Wasser lassen sich wiederum mit einem Widerstandsmodell erklären. Die Leitfähigkeit des Wassers wird hierbei durch ein Widerstandsnetz dargestellt. In Wasser wirken die Metallkörper wie ideale Leiter, die von Feldlinien durchströmt werden. Die Metallstörkörper haben einen vergleichsweise niedrigen Widerstand, während die Kunststoffkörper einen vergleichsweise hohen Widerstand gegenüber Wasser aufweisen. Sie verdrängen somit die Feldlinien und stellen eine Unterbrechung der Widerstandskette dar. Kunststoffe und Metalle verhalten sich daher invertiert zueinander.

Im Gegensatz zu den Luftmessungen befindet sich der maximale Ausschlag des Kunststoffkörpers nicht im Bereich zwischen den Elektroden, sondern außerhalb. Abbildung 6.25 verdeutlicht, wie der sich annähernde Kunststoffkörper die außenliegende Widerstandskette unterbricht. Sobald die Verdrängung der Feldlinien beginnt, ist der maximale Ausschlag bereits sichtbar. Daher befindet sich dieser eher außerhalb des elektrischen Feldes, welches durch die Elektroden aufgespannt wird.

In Abbildung 6.26 ist der kartesische Abstand $R_{Nyquist}$ logarithmisch gegen den Ab-

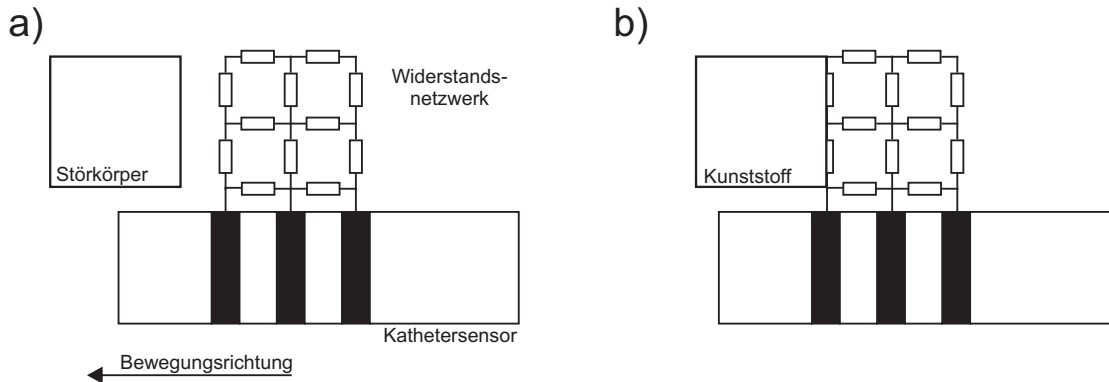


Abbildung 6.25: Vereinfachtes Widerstandsmodell des Kathetersensors inklusive Störkörpers im Medium Wasser.

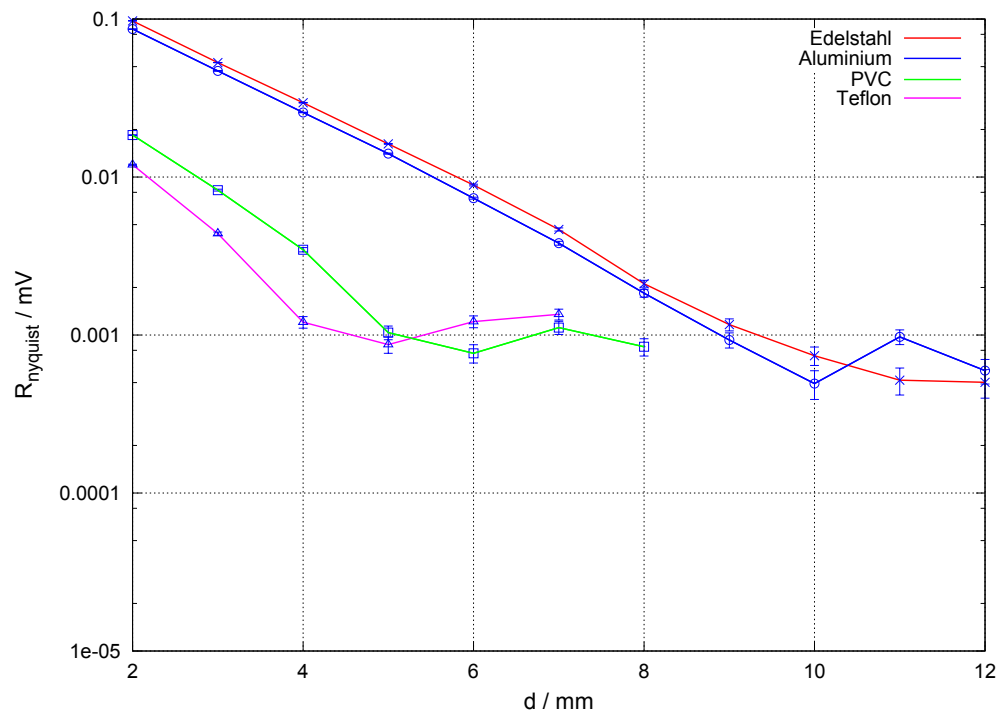
stand zwischen Störkörper und Sensor für die unterschiedlichen Materialien aufgetragen. Abbildung 6.26 verdeutlicht, dass es leicht möglich ist, zwischen Isolatoren und Leitern zu unterscheiden. Dies gilt sowohl im Medium Luft als auch im Medium Wasser. Wie zuvor beschrieben, ist das Verhalten auf unterschiedliche Modelle zurückzuführen. Die Unterscheidbarkeit war also zu erwarten. Eine Unterscheidungsmöglichkeit von verschiedenen Leitern oder verschiedenen Isolatoren ist dagegen eine weitaus größere messtechnische Herausforderung:

Die Leiter Edelstahl mit einer Leitfähigkeit von $1,4 \cdot 10^4 \frac{S}{cm}$ und Aluminium mit einer Leitfähigkeit von $37 \cdot 10^4 \frac{S}{cm}$ lassen sich mit dem gewählten Aufbau anscheinend nicht unterscheiden. Beide Materialien zeigen sowohl an Luft als auch an Wasser ein nahezu identisches Verhalten. Die Wirkung der parallelen Kondensatoren (an Luft Abbildung 6.24) entsteht primär durch die Oberfläche der Leiter und nicht durch ihre Leitfähigkeit selbst. In Wasser entsteht die Wirkung durch eine partielle Erhöhung der Leitfähigkeit um mehrere Zehnerpotenzen. Aluminium besitzt zwar eine höhere Leitfähigkeit als Edelstahl, jedoch erlaubt die Empfindlichkeit des Messaufbaus keine Unterscheidbarkeit. Die Messkurven für Edelstahl und Aluminium verlaufen daher sowohl in Luft als auch an Wasser nahezu identisch.

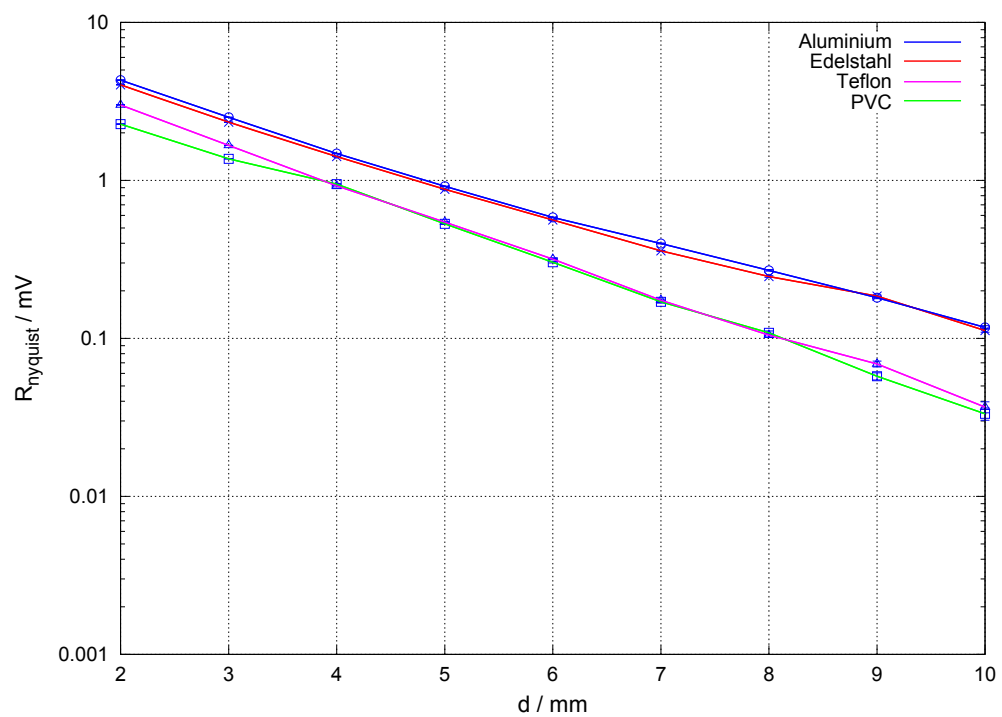
Die Isolatoren Teflon und PVC sind in Wasser in dem gewählten Aufbau ebenfalls nicht unterscheidbar. Auch hier wird die Leitfähigkeit partiell um mehrere Zehnerpotenzen geändert (Verhältnis Wasser zu Isolator). Die absolute Leitfähigkeit des Störkörpers selbst spielt wieder eine untergeordnete Rolle. Teflon und PVC sind mit einer resistiven Messung nicht sicher zu trennen (Abbildung 6.26b).

Lediglich die kapazitive Untersuchung zeigt einen deutlichen Unterschied zwischen Teflon und PVC (Abbildung 6.26a). Hier geht die Materialeigenschaft (die Dielektrizitätskonstante) signifikant in die Messung ein (siehe Abbildung 6.25b). Die Dielektrizitätskonstanten von Teflon ($\epsilon_r = 2,1$) und PVC ($\epsilon_r = 2,1$) liegen in der gleichen Größenordnung wie die von Luft ($\epsilon_r = 1$). Eine Unterscheidbarkeit zwischen Teflon und PVC erscheint möglich. Genau wie bei der Größenabhängigkeit in Kapitel 6.6 muss jedoch auch hier auf weitere Elektroden oder die Phaseninformation zurückgegriffen werden, um die Abstandabhängigkeit zu eliminieren.

Daraus kann man schließen, dass es möglich ist unterschiedliche Materialien zu unterscheiden, wenn die Leitfähigkeit des Mediums in der gleichen Größenordnung liegt wie die Leitfähigkeit der zu untersuchenden Materialien. Würde man die resistiven Unter-



(a) Luft



(b) Wasser

Abbildung 6.26: Logarithmische Auftragung der Material- und Abstandsabhängigkeiten bei dem kleinen Kathetersensor
a) im Medium Luft,
b) im Medium Wasser.

suchungen dagegen mit Störkörpern ähnlicher Leitfähigkeit wiederholen z.B. mit einer

Leitfähigkeit zwischen der eines Isolators und Wasser, so sollte eine Unterscheidbarkeit möglich sein.

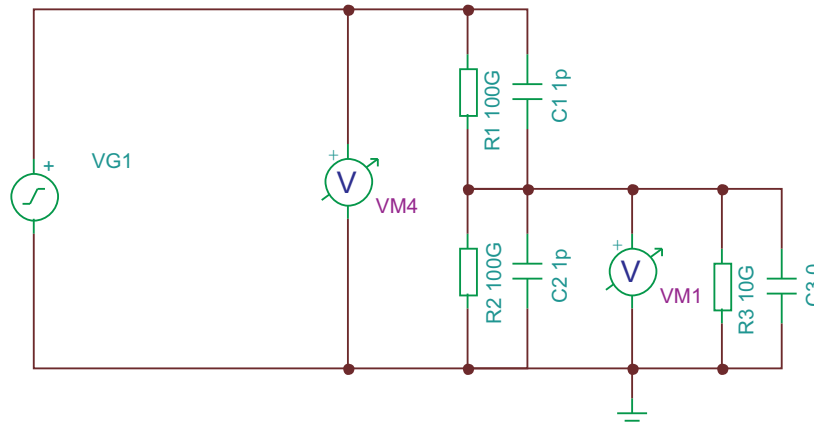
6.7 Simulation

Im Folgenden soll nun der Einfluss von Messgeräten durch Variation der Eingangsimpedanz des Spannungsteilers mit Massebezug sowie des Spannungsteilers mit invertierte Einspeisung durch eine Simulation betrachtet werden. Beide Simulationen sollen zueinander in Bezug gesetzt werden. Des weiteren wird der Einfluss von kleinen bis großen Kapazitätsverstimmungen des Spannungsteilers untersucht. Hiermit soll aufgezeigt werden, wie groß eine durch den Störkörper verursachte Kapazitätsverstimmung sein muss, sodass ein messbarer Effekt verursacht wird. Für die Simulationen wird ein auf Spice basiertes analoges, nicht kommerzielles Simulationsprogramm „Tina-Ti“ von der Firma Texas Instruments verwendet. Die simulierten Netzwerke werden in einem Bodediagramm ausgewertet.

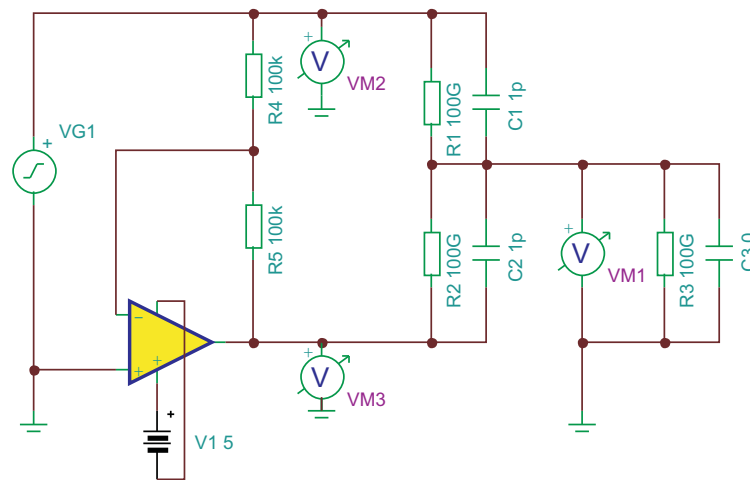
6.7.1 Netzwerke

Abbildung 6.27a zeigt das auszuwertende Netzwerk des Spannungsteilers mit Massebezug. Der Lock-in-Verstärker ist hier durch einen Sinusgenerator V_{G1} (Signalanregung) und ein Voltmeter V_{M1} (Eingangssignal) repräsentiert. R_3 und C_3 stellen die Eingangsimpedanz des Lock-in-Verstärkers dar. Bei der Simulation wird eine Spannung von 0,1 V eingespeist. Das Voltmeter V_{M4} dient zur Überprüfung des Sinusgenerators V_{G1} . Auf diese Weise kann sichergestellt werden, dass der Sinusgenerator die gewünschte Spannung liefert. Die Widerstände R_1 und R_2 sowie die Kapazitäten C_1 und C_2 stellen den Spannungsteiler dar. Die Widerstände betragen für die folgenden Simulationen jeweils 100 G Ω und die Kapazitäten (sofern nicht verändert) 1 pF.

Abbildung 6.27b zeigt das Ersatzschaltbild des Spannungsteilers mit invertierter Einspeisung. Im Gegensatz zum Spannungsteiler mit Massebezug erfolgt die Signaleinspeisung jetzt über den Sinusgenerator V_{G1} und über einen Operationsverstärker (OPA134). Dieser Operationsverstärker wird als invertierender Verstärker genutzt. In der angegebenen Beschaltung stellt sich am invertierenden Eingang (-) das Massepotential, die so genannte virtuelle Masse, ein. Der Widerstand R_4 liegt somit zwischen der Eingangsspannung des Sinusgenerators V_{G1} und Masse und R_5 zwischen Ausgangsspannung und Masse. Es kann angenommen werden, dass kein Strom in den invertierenden Eingang (-) fließt. Somit muss der gesamte Strom I , der sich im Widerstand R_4 einstellt, auch im Widerstand R_5 fließen. Auf diese Weise wird im Widerstand R_5 eine invertierte Spannung hervorgerufen, die mit der Ausgangsspannung des Sinusgenerators V_{G1} dem Betrag nach identisch ist. Um die gleiche Ausgangsspannung wie bei der Simulation des Spannungsteilers mit Massebezug zu erhalten, wird beim Sinusgenerator V_{G1} nur eine Spannung von 0,05 V angelegt. Die Voltmeter V_{M2} und V_{M3} sind wiederum als Oszilloskope zu verstehen, mit denen man überprüfen kann, ob der Sinusgenerator V_{G1} und der Operationsverstärker auch wirklich die betragsmäßig gleiche Spannung liefern. Ansonsten ist das Ersatzschaltbild analog zu dem in Abbildung 6.27a.



(a) Spannungsteiler mit Massebezug



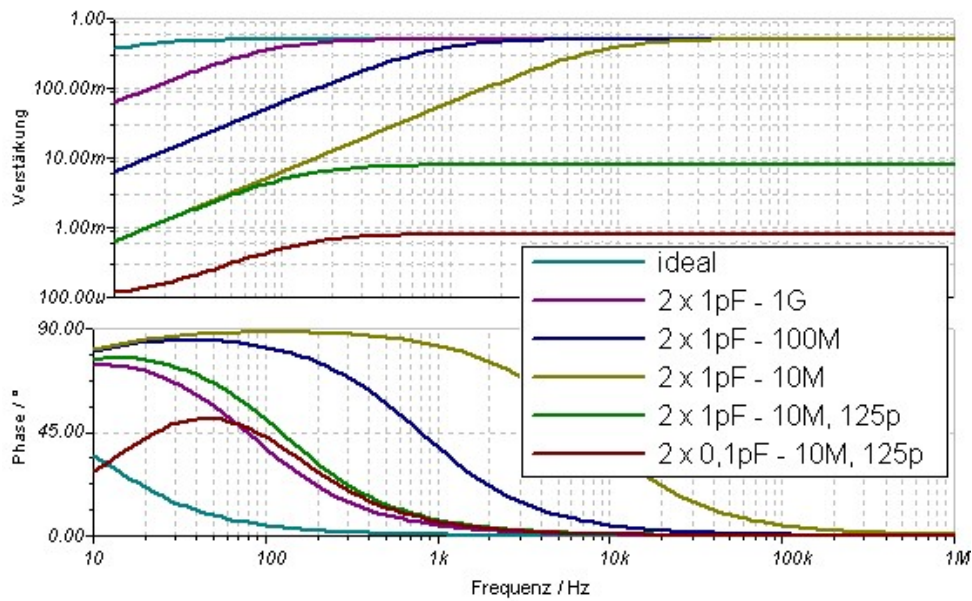
(b) Spannungsteiler mit invertierter Einspeisung

Abbildung 6.27: Ersatzschaltbilder

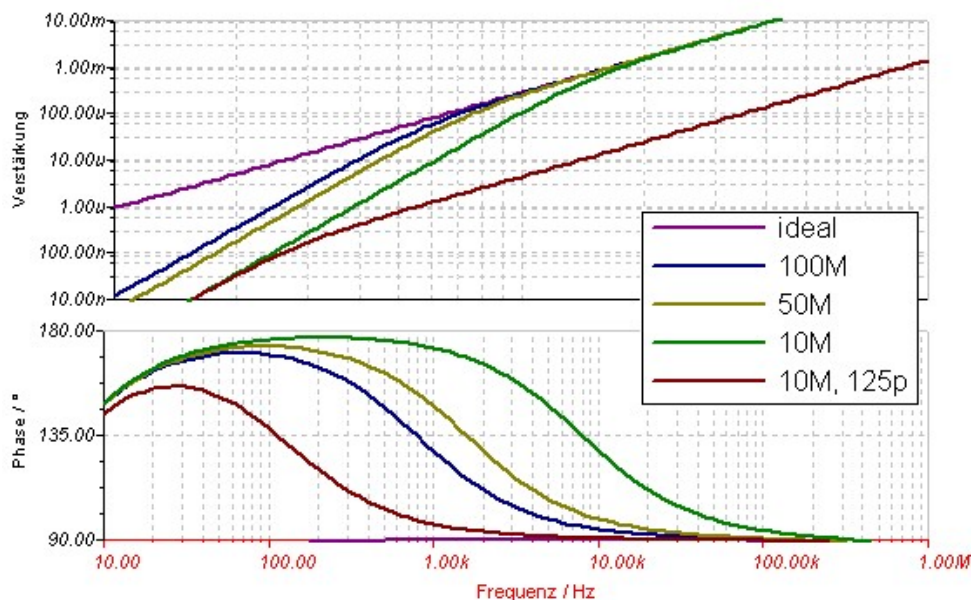
- a) Spannungsteiler mit Massebezug,
- b) Spannungsteiler mit invertierter Einspeisung.

6.7.2 Simulation der Eingangsimpedanz

Abbildung 6.28a zeigt das simulierte Bodediagramm, bei der die Eingangsimpedanz (R_3 und C_3) variiert wurde (siehe Legende). Für eine ideale Messung müsste die Eingangsimpedanz so gewählt werden, dass die Eingangskapazität gleich Null beträgt und der Eingangswiderstand möglichst hochohmig ist. In der Simulation ist dies durch den „idealen“ Fall (Eingangswiderstand R_3 10 G Ω ; Eingangskapazität C_3 gleich null) realisiert. Die Simulation für den idealen Fall zeigt die erwartete Verstärkung von 0,5. Auf der einen Seite des Spannungsteilers liegt eine Spannung von 0,1 V an und die andere Seite ist auf Masse gelegt. Somit sollte in der Mitte auch genau die Hälfte der eingespeisten Spannung zu messen sein, was der Fall ist. Lediglich bei sehr kleinen Frequenzen (kleiner 50 kHz) ist die Verstärkung noch nicht ganz auf diesem Niveau. Diese Abweichung ist jedoch vernachlässigbar klein. Die Phase ist ab der Frequenz von 400 Hz gleich null. Dies sollte auch so sein, denn das Netzwerk besteht nur aus Widerständen R_1 und R_2 sowie Kapazitäten C_1



(a) Spannungsteiler mit Massebezug



(b) Spannungsteiler mit invertierter Einspeisung

Abbildung 6.28: Simulation der Variation der Eingangsimpedanz

- a) Spannungsteiler mit Massebezug,
- b) Spannungsteiler mit invertierter Einspeisung.

und C_2 , die sich durch ihre absolute Symmetrie aufheben.

Bei den nachfolgenden Simulationskurven wird der Eingangswiderstand R_3 schrittweise von 10 G Ω auf 10 M Ω , bei sonst gleichen Bedingungen, gesenkt. Es zeigt sich, dass durch Senkung des Eingangswiderstandes (auf den Eingangswiderstandswert des in dieser Arbeit verwendeten Lock-in-Verstärkers) die Verstärkung bis zu einem bestimmten Frequenzbereich absinkt, jedoch oberhalb des Frequenzbereiches die Verstärkung konstant bleibt, genauso wie beim idealen Fall. Je niedriger der Eingangswiderstand gewählt wird, desto

größer ist der Frequenzbereich, in dem die Verstärkung (nicht wie erwartet) 0,5 beträgt. Die Phase nimmt bei Senkung des Eingangswiderstandes im gleichen Frequenzbereich immer stärker zu. Die Senkung des Eingangswiderstandes R_3 führt durch den Massebezug des Spannungsteilers zu einer immer größer werdenden Asymmetrie des Spannungsteilers. Da nun der Eingangswiderstand im Verhältnis kleiner als die Widerstände des Spannungsteilers ist, fließt der Strom nicht mehr vollständig durch den Spannungsteiler, sondern aufgrund des Massebezugs über den Eingangswiderstand ab. Zudem besteht nun der Spannungsteiler nicht mehr aus den gleichen Widerständen und Kapazitäten, sodass durch die Unausgeglichenheit die Phase immer größer wird.

Passt man die Eingangsimpedanz genau an die Eingangsimpedanz des Lock-in-Verstärkers an, so fällt die Verstärkung über den gesamten Frequenzbereich ab, die Phase wird wiederum stark gesenkt. Werden auch noch die Kapazitäten des Spannungsteilers C_1 und C_2 an die Kapazitäten der in dieser Arbeit verwendeten Platine angepasst, so bestätigt die Simulation zum einen die Messung sowie die rechnerische Abschätzung in Kapitel 6.1.1. Abbildung 6.28b zeigt die Simulation, in der für den Spannungsteiler mit invertierter Einspeisung ebenfalls die Eingangsimpedanz variiert wurde. Hier sollte die Verstärkung unendlich klein sein, da durch die invertierte Einspeisung an diesem Messpunkt die Spannung auf Null gezwungen wird. Der ideale Fall zeigt hier jedoch keine Verstärkung von Null. Dies ist darauf zurückzuführen, dass der Sinusgenerator V_{G1} und der Operationsverstärker nicht exakt die gleiche Spannung liefern. Dies wurde mit den Voltmetern V_{M2} und V_{M3} überprüft. Dennoch ist die Leistung dieses Operationsverstärkers im Vergleich zu anderen, in der Simulation untersuchten Operationsverstärkern, mit einer relativ kleinen Verstärkung von $1 \cdot 10^{-6}$ schon einsetzbar.

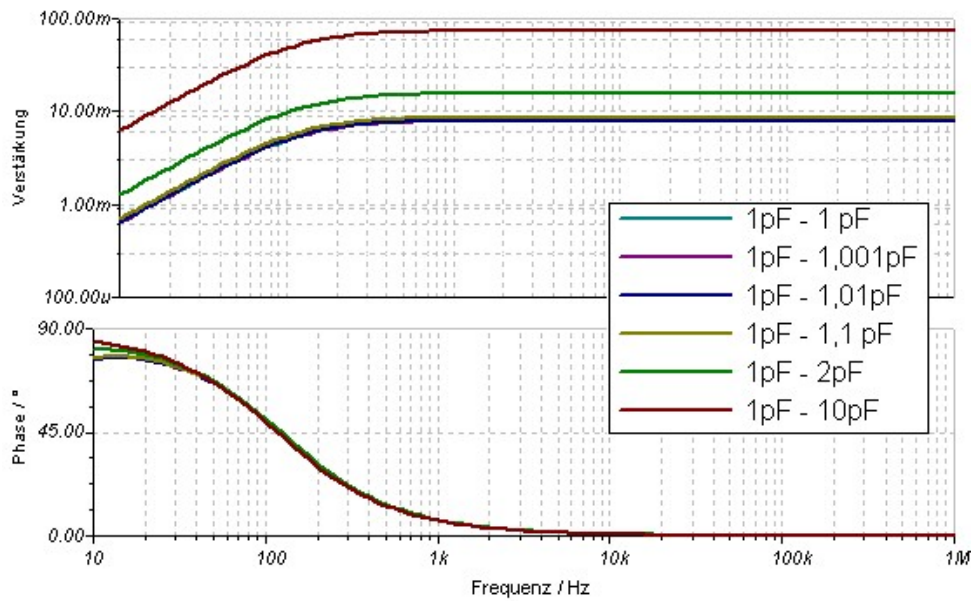
Auffällig ist auch, dass bei höheren Frequenzen die Verstärkung größer wird als bei niedrigen Frequenzen. Dies ist wahrscheinlich auf das Zeitverhalten des Operationsverstärkers zurückzuführen. Der Operationsverstärker kann die vom Sinusgenerator V_{G1} erzeugte Spannung bei hohen Frequenzen nicht mehr so schnell invertieren.

Durch Absenkung des Eingangswiderstandes R_3 fällt die Verstärkung in dem Frequenzbereich bis 10 kHz immer weiter ab. Verändert man zusätzlich auch die Eingangskapazität C_3 , führt dies zu einem Abfall der gesamten Verstärkungskurve. Somit führt die Eingangsimpedanz auch beim Spannungsteiler mit invertierter Einspeisung zu einer Veränderung des Messsignals, ohne dass am Spannungsteiler selbst etwas verändert wird. Inwiefern sich dies auf die Empfindlichkeit der Brücke auswirkt, soll im nächsten Abschnitt untersucht werden.

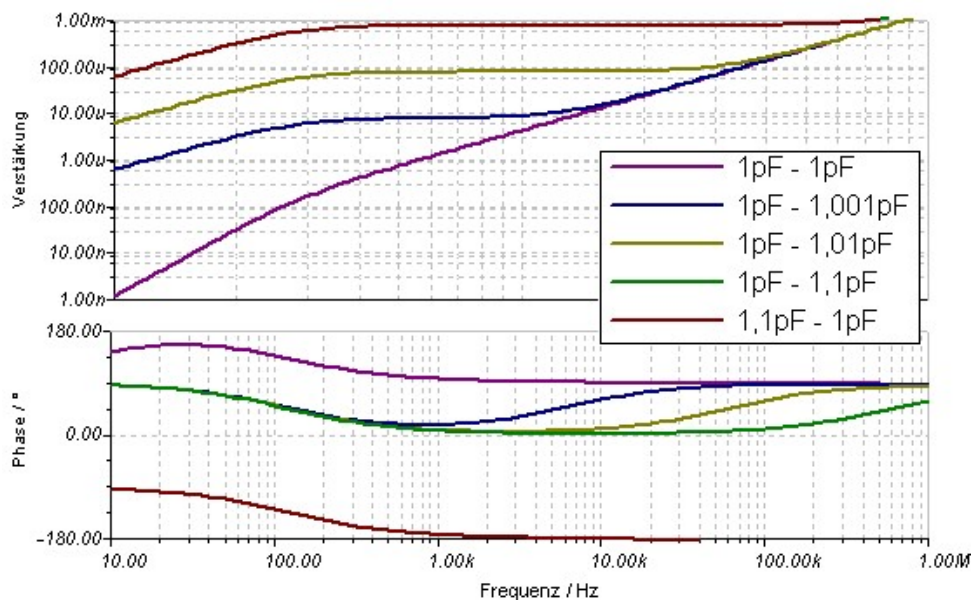
6.7.3 Simulation der kapazitiven Empfindlichkeit

Abbildung 6.29a zeigt die Simulation des Spannungsteilers mit Massebezug, in der die Kapazität C_2 des Spannungsteilers variiert wurde, während die Kapazität C_1 konstant bei 1 pF gehalten wurde. Mit dieser Simulation soll gezeigt werden, inwieweit eine Kapazitätsverstimmung von 0,1%, 1%, 10%, 200% und 1000% durch einen Störkörper überhaupt eine Auswirkung auf das Messsignal hat. Kapazitätsverstimmungen kleiner 10% lassen sich überhaupt nicht von einander unterscheiden. Erst bei Kapazitätsverstimmungen von 50% und größer, macht sich die Verstimmung in der Verstärkung deutlich bemerkbar. Alle Kapazitätsverstimmungen haben keinen sichtbaren Einfluss auf die Phase.

Die Simulation in Abbildung 6.29b zeigt die Kapazitätsverstimmung des Spannungsteilers mit invertierter Einspeisung. In den letzten zwei Simulationsgraphen (siehe Legende) ist



(a) Spannungsteiler mit Massebezug



(b) Spannungsteiler mit invertierter Einspeisung

Abbildung 6.29: Simulation der Variation der Kapazitäten der Spannungsteiler

- a) Spannungsteiler mit Massebezug,
- b) Spannungsteiler mit invertierter Einspeisung.

die Kapazität C_1 und einmal Kapazität C_2 um 10% verstimmt worden, wobei jeweils die andere konstant bei 1 pF gehalten wurde. Aufgrund des annähernd konstanten Aufbaus müsste dies den gleichen Effekt, nur mit invertierten Verhalten, aufweisen. Genau dies bestätigt die Simulation. Die Simulationskurve der Verstärkung liegt übereinander und die Phase ist um 180° phasenverschoben.

Im Gegensatz zu den Kapazitätsverstimmungen des Spannungsteilers mit Massebezug ist jetzt bereits eine Kapazitätsverstimmung von nur 0,1% erkennbar. Ab einer Frequenz von

größer als 1 kHz ist es sogar möglich, anhand der Phase auf eine Kapazitätsverstimmung zu schließen. Die Messergebnisse dieser Diplomarbeit haben gezeigt, dass es sehr wichtig ist, nicht nur aus der Amplitude, sondern auch aus der Phase Rückschlüsse über die zu detektierenden Objekte zu ziehen. Ein wesentliches Ergebnis dieser Simulation ist es also, dass der Spannungsteiler mit invertierter Einspeisung gegenüber dem Spannungsteiler mit Massebezug um mehr als den Faktor 100 empfindlicher ist (Detektion ab 0,1% im Vergleich zu 10%).

6.8 Analyse Plaquedetektion

Bisher existieren keine Untersuchungen über die exakten dielektrischen Eigenschaften von stenotischen und nicht-stenotischen Plaques. Da es aber sehr interessant ist, diese beiden Plaquearten aufgrund der dielektrischen Eigenschaften voneinander unterscheiden zu können, werden hier ein grundlegende theoretische Überlegungen vorgenommen. Hierzu werden die dielektrischen Eigenschaften von menschlichem Gewebe aus den Arbeiten von Gabriel zu Hilfe genommen [44, 45]. Da der stenotische Plaque hauptsächlich aus fibrösem Gewebe besteht, wird dieser als erste Näherung in der theoretischen Betrachtung durch Sehngewebe ersetzt. Nicht-stenotischer Plaque hingegen besteht aufgrund der großen Lipidkerne hauptsächlich aus Fett, daher wird dieser in der Betrachtung durch Fettgewebe substituiert.

Durch Multiplikation der im Kapitel 2.4 erklärten Rasnow-Gleichung 2.2 mit der konjugiert Komplexen erhält man den Kontrastfaktor bestehend aus einem Real- und Imaginärteil [46]. Zunächst ist es erforderlich, den Real- und Imaginärteil für die verschiedenen elektrischen Kontrastfaktoren zu berechnen. Anschließend kann daraus dann die Amplitude und die Phase berechnet werden. Diese sind in Abhängigkeit der Frequenz in Abbildung 6.30 im Bode-Diagramm aufgetragen. Das Bode-Diagramm zeigt, dass die Frequenz einen relativ geringen Einfluss hat. Während die Phase relativ wenig Informationen aufgrund von Überschneidungen liefert, sind die Kontrastfaktoren der Amplitude für „Blut-Fett“, „Blut-Sehne“ und „Fett-Sehne“ sehr unterschiedlich. Des weiteren ist der Amplitudenbetrag recht groß. Der Amplitudenbetrag des elektrischen Kontrastfaktors von „Blut-Sehne“ beträgt ungefähr 0,25, der von „Blut-Fett“ 0,5 und der von „Fett-Sehne“ beträgt sogar ungefähr 0,75. Die Analyse deutet darauf hin, dass es theoretisch möglich sein sollte, diese Gewebe in Blut zu detektieren und vor allem die beiden Plaquearten voneinander zu unterscheiden. Jedoch ist die relevantere Frage, ob die Detektion dieses Gewebes auch noch möglich ist, wenn dieses, wie gewöhnlich, in den Blutgefäßen eingebettet ist.

Der Graphenverlauf des elektrischen Kontrastfaktors von „Blutgefäß-Sehne“ und „Blutgefäß-Fett“ sind sehr unterschiedlich (0 vs. 0,43). Allerdings ist die Unterscheidung von Sehngewebe und Blutgefäßgewebe mit Hilfe des Amplitudengraphens sehr schwierig, da der elektrische Kontrastfaktor in einigen Frequenzbereichen fast Null beträgt. In diesem Fall könnte der Phasengraph genutzt werden, da gerade hier die Phase der beiden Gewebearten unterschiedlich ist. Des weiteren besitzt der stenotische Plaque oft zusätzlich Kalzifizierungen, welche zu detektierbaren Unterschieden zwischen stenotischen Plaque und dem Blutgefäßgewebe führen sollten.

Wegen der Komplexität der Plaquezusammensetzung wäre Aufnahme von weiterentwickelten mathematischen Modellen erforderlich, um diese Beschaffenheit detaillierter zu beschreiben. Die Analyse anhand der Rasnow-Gleichung beruht auf der Annahme, dass ein homogenes Feld vollständig durch das Material beeinflusst wird. Somit beeinflusst

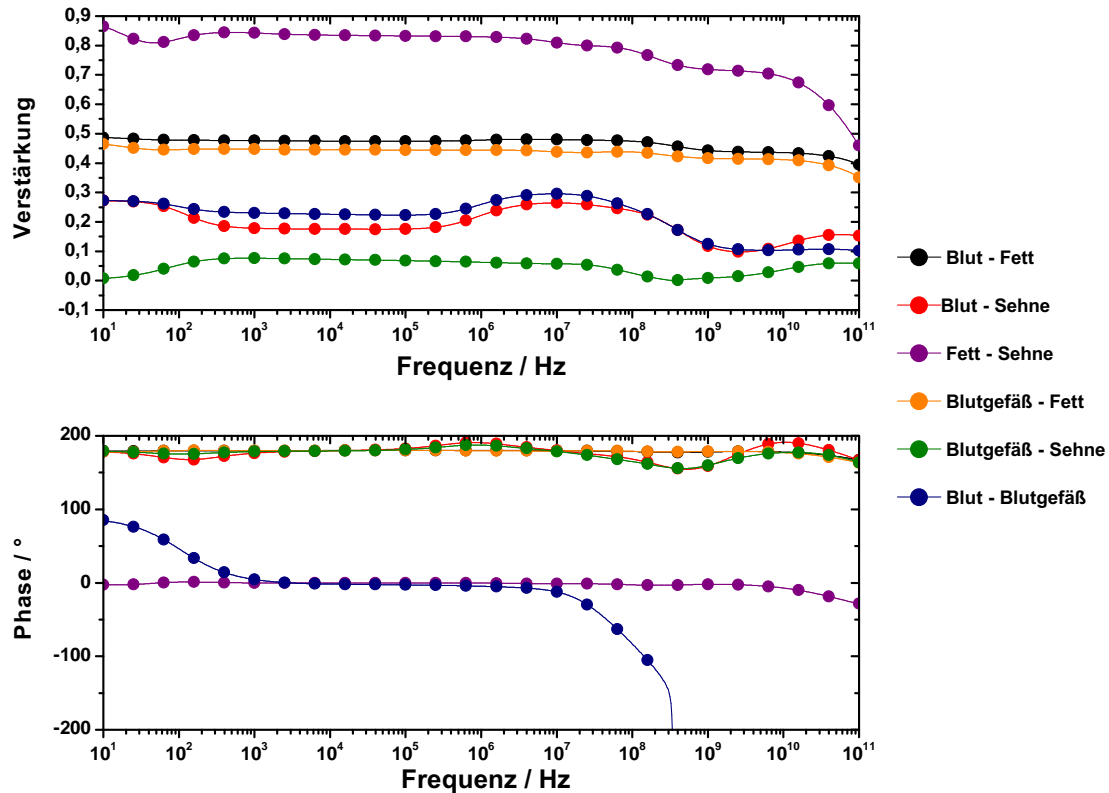


Abbildung 6.30: Bodediagramm des elektrischen Kontrastfaktors im Frequenzspektrum von 10 bis 100 MHz für verschiedene Gewebekomponenten des menschlichen Körpers.

der Plaque, wie in den vorangegangenen Kapiteln erläutert, nur die parallelen Kapazitäten. Bei einem katheterbasierten Sensor gibt es allerdings zusätzlich zu der veränderbaren Parallelkapazität die unveränderbare Innenkapazität, die durch den Sensoraufbau bedingt ist. Somit ist der hier aufgezeigte Kontrastfaktor größer als der, der sich mit einem realen katheterbasierten Sensor erreichen lässt. Trotz all dem zeigt diese Analyse als eine erste Tendenz, dass es möglich sein sollte, verschiedene Gewebearten und somit auch Plaquearten aufgrund der dielektrischen Eigenschaften von einander zu unterscheiden.

7 Zusammenfassung und Ausblick

7.1 Zusammenfassung

Im Rahmen dieser Arbeit wurden drei verschiedene Sensoren zur Untersuchung der Elektroortung im Hinblick auf die Anwendbarkeit für die Blutgefäß-Diagnostik entwickelt. Dies war eine Platine, ein großer Kathetersensor und ein kleiner Kathetersensor.

Mit Hilfe der planaren Elektrodenanordnung (Platine) wurden die Einflüsse der Messtechnik untersucht und eine geeignete Messmethode vorgeschlagen. Es konnte gezeigt werden, dass das Messergebnis durch die Eingangsimpedanz des Messaufbaus erheblich beeinflusst wird. Es wurde eine neue Signalanregung gefunden, die diesen Einfluss minimiert und die Empfindlichkeit um mehr als einen Faktor 100 gegenüber der klassischen Messtechnik steigert.

Mit der vorgeschlagenen Messmethode und den Kathetersensoren konnte gezeigt werden, dass das Prinzip der Elektroortung grundsätzlich im Medium Luft sowie im Medium Wasser funktioniert. Äußere Einflussgrößen (Temperatur und Reproduzierbarkeit) wurden untersucht. Mit der Frequenzanalyse konnte der Bereich maximaler Empfindlichkeit für beide Medien bestimmt werden: Für das Medium Luft lag der Bereich maximaler Empfindlichkeit im Frequenzbereich von 1 kHz bis 100 kHz und für Wasser zwischen 3 kHz und 10 kHz.

Die Empfindlichkeit der Abstandsdetektion ist vergleichbar mit der, der schwach elektrischen Fische. Sie lag im Bereich der Ausdehnung des Elektrodenystems. Es wurde eine Gesetzmäßigkeit von $e^{-0,5d}$ gefunden. Betrachtet man neben der Empfindlichkeit auch die zugehörige Phasenverschiebung, so konnten Abstand und Objektgröße mit nur einer Messelektrode bestimmt werden.

Die Möglichkeit der Materialerkennung ist der wichtigste Faktor im Bezug auf die Anwendbarkeit für die Blutgefäß-Diagnostik. Die Messungen konnten durch näherungsweise rein kapazitives Verhalten oder rein resistives Verhalten beschrieben werden kann. Hierzu wurden Messreihen an Luft (kapazitiv) beziehungsweise Wasser (resistiv) für die Materialien Edelstahl, Aluminium, Teflon und PVC durchgeführt. Alle Messungen konnten durch vereinfachte Widerstands- beziehungsweise Kondensatornetzwerke erklärt werden. Der Unterschied zwischen Isolatoren und Leiter ist erwartungsgemäß sowohl an Luft als auch in Wasser leicht zu erkennen. Möchte man jedoch kleinere Materialunterschiede erkennen, so ist dies nur unter bestimmten Umständen möglich. So konnte zum Beispiel für die kapazitive Messung an Luft ($\epsilon_r = 1$) ein Unterschied der relativen Dielektrizitätskonstanten von Teflon ($\epsilon_r = 2,1$) und PVC ($\epsilon_r = 3,3$) noch gut erkannt werden. Für die resistive Messung in Wasser ($20 \frac{\mu S}{cm}$) war eine Unterscheidung von Aluminium ($37 * 10^4 \frac{S}{cm}$) und Edelstahl ($1,4 * 10^4 \frac{S}{cm}$) jedoch nicht möglich.

Abschließend wurden die wesentlichen Messergebnisse auf Basis eines einfachen Netzwerkes aus Kondensatoren und Widerständen mit Hilfe des Simulationsprogramms Tina der Firma Texas Instruments bestätigt. Mit der Simulation ließen sich Kapazitätsänderungen von 0,1% noch erkennen. Ein Vergleich der Materialeigenschaften für Fett und Sehnen-gewebe führte zu einem Kontrastfaktor von ca. 0,5% für den veränderlichen Teil eines

homogenen Feldes. Hieraus kann abgeleitet werden, dass das Prinzip der Elektroortung vielversprechende Möglichkeiten für die Anwendung in der Blutgefäß-Diagnostik bietet.

7.2 Ausblick

Neben der Messtechnik ist für Zukunftsperspektiven dieses Projektes die Kooperation mit Medizinern, insbesondere die Kooperation mit Kardiologien, dringend erforderlich, um reale, tierische oder menschliche Gewebeproben des atherosklerotischen Plaques analysieren zu können. Hierdurch können Materialparameter analysiert und mit der abgeschätzten, erforderlichen Empfindlichkeit verglichen werden. Auf diese Weise kann herausgefunden werden, ob das an die Elektroortung angelehnte Messprinzip eine differenziertere Diagnostik von Gefäßerkrankungen als die etablierten Methoden ermöglicht. Zum anderen wäre die Expertise eines Mediziners bezüglich der Einflüsse der Messtechnik auf den Patienten wünschenswert.

Mit den vorgestellten Ergebnissen konnte ein verbessertes Verständnis der Messtechnik und eine Steigerung der Empfindlichkeit einer einzelnen Messelektrode erreicht werden. Ein naheliegender nächster Schritt ist nun die Anwendung der Ergebnisse auf mehrere Elektroden. Die gewünschte geometrische Empfindlichkeit ließe sich beispielsweise mit der in Abbildung 7.1 gezeigten Elektrodenanordnung erreichen. Die Auflösung in y-Richtung wird durch die Elektrodenanordnung erreicht. Die Auflösung in x-Richtung ergibt sich durch eine kontrollierte Verschiebung des Sensors gegen den Störkörper. Dieser Aufbau ist ein gutes zweidimensionales Modell für einen in x-Richtung bewegten Katheter mit ringförmig auf seinem Umfang angeordneten Elektroden.

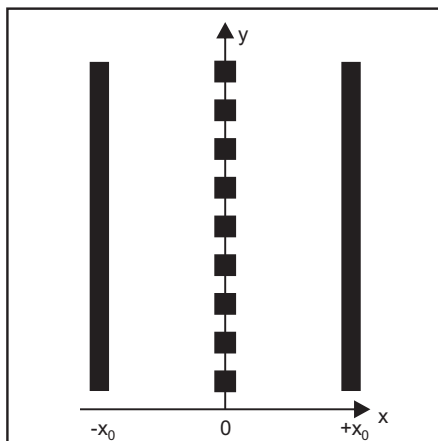


Abbildung 7.1: Platinenaufbau mit zwei großen Einspeiseelektroden und mehreren kleinen Messelektroden.

Die Messergebnisse haben gezeigt, dass sich das resistive und kapazitive Verhalten nur getrennt erfassen lässt. Abbildung 7.2 zeigt eine erweiterte Elektrodenanordnung mit teilweise belackter Struktur, die kapazitive und resistive Messungen im Medium Wasser ermöglichen sollte.

Die Grundkapazitäten (Zuleitungen, innere Kapazität der Elektroden bei dreidimensionalem Aufbau) sind beim Aufbau eines katheterbasierten Sensors so klein wie möglich zu halten, damit die Verstimmung, die durch den Störkörper verursacht wird, einen möglichst

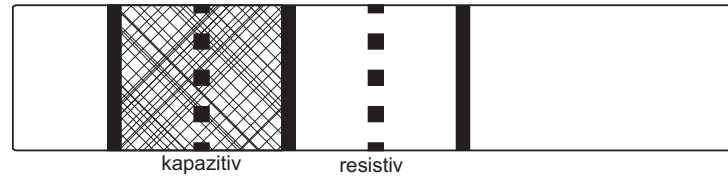


Abbildung 7.2: Katheteraufbau mit belackter und unbelackter Struktur für kapazitive und resistive Messungen.

großen Effekt auf die Messung hat.

Die in Abbildung 7.2 gezeigte Elektrodenanordnung ermöglicht es, das zu untersuchende Objekt durch Bildverarbeitung darzustellen, indem der katheterbasierte Sensor schrittweise vorgeschoben wird und zeilenweise ausgelesen wird. Mit dem Doppelsensor (belackte und unbelackte Struktur) ließe sich zunächst eine resistive Untersuchung und anschließend eine kapazitive Untersuchung durchführen. Somit könnte zunächst ein Bild mit der resistiven Messung und anschließend mit der kapazitiven Messung entstehen. Beide Bilder zusammen könnten guten Aufschluss über das zu untersuchende Objekt liefern.

In dieser Arbeit wurde durch das gesuchte punktsymmetrische Messsignal der Einfluss des Messgerätes gefunden. In der Tat bietet jedoch das Messsignal mit einem positiven und einem negativen Ausschlag beidseitig der Elektroden keine verschiedenen Informationen. Dies sollte durch geschickte rechnerische Auswertung des Signals, zum Beispiel in der Form:

$$S(x_n) = \sqrt{S_{x_n}^2 + S_{x_n-x_0}^2} \quad (7.1)$$

berücksichtigt werden.

Neben der Detektion der Materialparameter und der bildgebenden Darstellung könnte das Elektroortungsverfahren mit dem Verfahren der Thermographie kombiniert werden. Auf diese Weise könnte das Prinzip der Elektroortung eine potentielle Chance haben, rupturgefährdete Plaques aufzudecken.

Literaturverzeichnis

- [1] S. Yusuf, S. Reddy, S. Ounpuu, and S. Anand. Global burden of cardiovascular diseases: Part I: General considerations, the epidemiologic transition, risk factors, and impact of urbanization. *Circulation*, 104:2746–2753, 2001.
- [2] J. Mann and M. J. Davies. Mechanisms of progression in native coronary artery disease: Role of healed plaque disruption. *Heart*, 82:265–268, 1999.
- [3] P. Libby and P. Theroux. Pathophysiology of coronary artery disease. *Circulation*, 111:3481–3488, 2005.
- [4] W. C. Little. Angiographic assessment of the culprit coronary artery lesion before acute myocardial infarction. *The American Journal of Cardiology*, 66:44G–47G, 1990.
- [5] B. Ibanez, J. J. Badimon, and M. J. Garcia. Diagnosis of atherosclerosis by imaging. *American Journal of Medicine*, 122:15–25, 2009.
- [6] H. C. Lederhuber. *Kardiologie*, volume 1. Urban und Fischer, München, Jena, 2005.
- [7] G. S. Mintz, S. E. Nissen, W. D. Anderson, S. R. Bailey, R. Erbel, P. J. Fitzgerald, F. J. Pinto, K. Rosenfield, R. J. Siegel, E. M. Tuzcu, P.G. Yock, R. A. O’Rourke, J. Abrams, E. R. Bates, B. R. Brodie, P. S. Douglas, G. Gregoratos, M. A. Hlatky, J. S. Hochman, S. Kaul, C. M. Tracy, D. D. Waters, and W. L. Winters. American college of cardiology clinical expert consensus document on standards for acquisition, measurement and reporting of intravascular ultrasound studies (IVUS): a report of the American college of cardiology task force on clinical expert consensus documents developed in collaboration with the European society of cardiology endorsed by the society of cardiac angiography and interventions. *The American Journal of Cardiology*, 37:1478–1492, 2001.
- [8] B. Ibanez, F. Navarro, M. Cordoba, P. Alberca, and J. Farre. Tako-tsubo transient left ventricular apical ballooning: Is intravascular ultrasound the key to resolve the enigma? *Heart*, 91:102–104, 2005.
- [9] F. Prati, E. Arbustini, A. Labellarte, B. Dal Bello, L. Sommariva, M. T. Mallus, A. Pagano, and A. Boccanelli. Correlation between high frequency intravascular ultrasound and histomorphology in human coronary arteries. *Heart*, 85:567–570, 2001.
- [10] J. A. Schaar, A. F. W. van der Steen, F. Mastik, R. A. Baldewsing, and P. W. Serruys. Intravascular palpography for vulnerable plaque assessment. *The American Journal of Cardiology*, 47:C86–C91, 2006.
- [11] K. Nasu, E. Tsuchikane, O. Katoh, D. G. Vince, R. Virmani, J. F. Surmely, A. Murata, Y. Takeda, T. Ito, M. Ehara, T. Matsubara, M. Terashima, and T. Suzuki. Accuracy of in vivo coronary plaque morphology assessment: a validation study of in

- vivo virtual histology compared with in vitro histopathology. *The American Journal of Cardiology*, 47:2405–2412, 2006.
- [12] M. U. Farooq, A. Khasnis, A. Majid, and M. Y. Kassab. The role of optical coherence tomography in vascular medicine. *Vascular Medicine*, 14:63–71, 2009.
- [13] Ik-Kyung Jang, Brett E. Bouma, Dong-Heon Kang, and Seung-Jung Park. Visualization of coronary atherosclerotic plaques in patients optical coherence tomography: Comparison with intravascular ultrasound. *Journal of American College of Cardiology*, 39:604–609, 2002.
- [14] W. Casscells, B. Hathorn, M. David, T. Krabach, W.K. Vaughn, H.A. McAllister, G. Bearman, and J. T. Willerson. Thermal detection of cellular infiltrates in living atherosclerotic plaques: Possible implications for plaque rupture and thrombosis. *Lancet*, 347:1447–1451, 1996.
- [15] C. Stefandis, L. Diamantopoulos, C. Vlachopoulos, E. Tsiamis, J. Dernellis, K. Toutouzas, E. Stefanadi, and P. Toutouzas. Thermal heterogeneity within human atherosclerotic coronary arteries detected in vivo: A new method of detection by application of a special thermography catheter. *Circulation*, 99:1965–1971, 1999.
- [16] A. Schmermund, J. Rodermann, and R. Erbel. Intrakoronare Thermographie. *Herz*, 28:505–512, 2003.
- [17] M. Naghavi, M. Madjid, M. R. Khan, R. M. Mohammadi, J. T. Willerson, and W. Casscells. New developments in the detection of vulnerable plaque. *Current Artherosclerosis Reports*, 3:125–135, 2001.
- [18] G. Kerkhoff, A. Schmermund, S. Möhlenkamp, R. Erbel, C. Höfs, G. Albes, B. Müller, D. Kühne, and T. Budde. Nichtinvasive Darstellung koronarer Plaques mittels kontrastgestützter kardialer Computertomographie. *Herz*, 28:521–529, 2003.
- [19] Z. A. Fayad, V. Fuster, K. Nikolaou, and C. Becker. Computed tomography and magnetic resonance imaging for noninvasive coronary angiography and plaque imaging: current and potential future concepts. *Circulation*, 106:2026–2034, 2002.
- [20] A. W. Leber, A. Becker, A. Knez, F. von Ziegler, M. Sirol, K. Nikolaou, B. Ohnesorge, Z. A. Fayad, C. R. Becker, M. Reiser, G. Steinbeck, and P. Boekstegers. Accuracy of 64-slice computed tomography to classify and quantify plaque volumes in the proximal coronary system: a comparative study using intravascular ultrasound. *The American Journal of Cardiology*, 47:672–677, 2006.
- [21] R. A. O'Rourke, B. H. Brundage, V. F. Froelicher, P. Greenland, S. M. Grundy, R. Hachamovitch, G. M. Pohost, L. J. Shaw, W. S. Weintraub, W. L. Winters Jr, J. S. Forrester, P. S. Douglas, D. P. Faxon, J. D. Fisher, G. Gregoratos, J. S. Hochman, A. M. Hutter Jr, S. Kaul, R. A. O'Rourke, W. S. Weintraub, W. L. Winters Jr, and M. J. Wolk. American college of cardiology/American heart association expert consensus document on electron-beam computed tomography for the diagnosis and prognosis of coronary artery disease: committee members. *Circulation*, 102:126–140, 2000.

- [22] R. Erbel. Vulnerable Plaque – vulnerables Gefäß – vulnerabler Patient. *Herz*, 28:483–487, 2003.
- [23] S. G. Ruehm. Magnetresonanztomographische Bildgebung der artherosklerotischen Plaque. *Herz*, 28:513–520, 2003.
- [24] V. Bruns. Elektrisches Organ von Gnathonemus (Mormyridae). *Zeitschrift für Zellforschung*, 122:538–563, 1971.
- [25] G. W. Westby. Electoreception and communication in electric fish. *Science Progress*, 69:291–313, 1984.
- [26] G. K. H. Zupanc and T. H. Bullock. *From Electrogenesis to Electrogenesis to Electoreception: An Overview*. In *Electoreception*. Springer Science+Business Media, Inc., New York, 2005.
- [27] H. W. Lissmann. Continuous electric signals from the tail of a fish, gymnarchus niloticus cuv. *Nature*, 167:201–202, 1951.
- [28] H. W. Lissmann. On the function and evolution of electric organs in fish. *Journal of Experimental Biology*, 35:156–191, 1958.
- [29] G. von der Emde. Active electrolocation of objects in weakly electric fish. *Journal of Experimental Biology*, 202:1025–1215, 1999.
- [30] E. Knudsen. Spatial aspects of electric fields generated by weakly electric fish. *Journal of Comparative Physiology*, 99:103–118, 1975.
- [31] G. von der Emde. Distance and shape: perception of the 3-dimensional world by weakly electric fish. *Journal of Physiology*, 98:67–80, 2004.
- [32] G. von der Emde. Non-visual environmental imaging and object detection through active electrolocation in weakly electric fish. *Journal of Comparative Physiology*, 192:601–612, 2006.
- [33] B. Rasnow. The effects of simple objects on the electric field of apteronotus. *Journal of Comparative Physiology A-Sensory Neural and Behavioral Physiology*, 178:397–411, 1996.
- [34] G. von der Emde, S. Schwarz, L. Gomez, and R. Budelli. Differential responses of two types of electroreceptive afferents to signal distortions may permit capacitance measurement in weakly electric fish, gnathonemus petersii. *Journal of Comparative Physiology A*, 172:683–694, 1992.
- [35] G. von der Emde, S. Schwarz, L. Gomez, R. Budelli, and K. Grant. Electric fish measure distance in the dark. *Nature*, 395:890–894, 1998.
- [36] M. E. Nelson. *Electroreception – Target Detection, Image Analysis, and Modeling*, volume 21. Springer Science+Business Media, Inc., New York, 2005.
- [37] T. Fließbach. *Lehrbuch zur Theoretischen Physik II*, volume 5. Spektrum Akademischer Verlag, Heidelberg, 2008.

- [38] Thomas Mühl. *Einführung in die elektrische Messtechnik*, volume 3. View-eg+Teubner Verlag | GWV Fachverlage GmbH, Wiesbaden, 2008.
- [39] Elmar Schrüfer. *Elektrische Messtechnik*, volume 6. Carl Hanser Verlag, München, Wien, 1995.
- [40] Stanford Research Systems, 1290-D Reamwood Avenue, Sunnyvale, California 94089. *Model SR 830 DSP Lock-In Amplifier*, 2.3 edition, 12, 2006.
- [41] J. R. Solberg, K. M. Lynch, and M. A. MacIver. Robotic electrolocation: active underwater target localization with electric fields. In *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, pages 4879–4886, 2007.
- [42] C.H. Hamann and W. Vielstich. *Elektrochemie*, volume 6. WILEY-VCH, Weinheim, New York, Chichester, Brisbane, Singapore, Toronto, 1998.
- [43] N. Ikemiya, M. Nishide, and S. Hara. Potential dependence of the surface self-diffusion coefficient on $\text{Au}(100)$ in sulfuric acid solution measured. *Surface Science*, 41:L965–L970, 1995.
- [44] S. Gabriel, R. Lau, and C. Gabriel. The dielectric properties of biological tissues: II. Measurements in the frequency range 10 Hz to 20 GHz. *Physics in Medicine and Biology*, 41:2251–2269, 1996.
- [45] S. Gabriel, R. Lau, and C. Gabriel. The dielectric properties of biological tissues: III. Parametric models for the dielectric spectrum of tissues. *Physics in Medicine and Biology*, 41:2271–2293, 1996.
- [46] G. von der Emde, H. Bousack, C. Huck, K. Mayekar, M. Papst, and Y. Zhang. Electric fishes as natural models for technical sensor systems. *Proc. SPIE*, 7365, 2009.

Danksagung

An dieser Stelle möchte ich mich herzlich bei all denjenigen bedanken, die zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben. Insbesondere möchte ich folgenden Personen danken:

Prof. Dr. A. Offenhäusser für die Möglichkeit, diese spannende Arbeit im interdisziplinären Umfeld des IBN-2 anzufertigen,

Prof. Dr. M. J. Schöning für die externe Betreuung des Praxissemesters und der Diplomarbeit am Forschungszentrum Jülich und die super schnelle Korrektur der Diplomarbeit,

Dr. H. Bousack für seine gute organisatorische und fachliche Betreuung und die Geduld und Ausdauer, die er mir über die gesamte Zeit entgegen gebracht hat,

Dr. H. J. Krause für seine große Hilfsbereitschaft, die Beantwortung meiner vielen Fragen mit lehrreichen Diskussionen und wertvollen, messtechnischen Hilfestellungen,

Dipl. Ing. D. Lomparski für das exzellente LabVIEW-Programm, welches die Qualität und den Zeitaufwand meiner Messungen erheblich verbessert hat,

Dipl. Ing. J. F. Eschermann für die Hilfe bei der Comsol-Simulation,

Dr. P. Schulte und MSc. X. T. Vu für eine sehr angenehme Büroatmosphäre,

den Mitarbeitern der Konstruktionswerkstatt des ISG am Forschungszentrum Jülich für die Fertigung des Kathetersensors, besonderer Dank geht an Herrn Briell und Herrn Strobel, die sich sehr dafür eingesetzt haben, meine Aufträge zeitnah umzusetzen,

den Mitarbeitern im Labor für Elektronik des ISG am Forschungszentrum Jülich, insbesondere Herrn Otto für die anregenden Diskussionen,

allen anderen Kollegen des IBN-2 für ein freundliches Arbeitsklima, anregende Diskussionen und stete Hilfsbereitschaft,

mein ganz besonderer Dank gilt abschließend meinen Eltern für ihre Unterstützung in allen Lebenslagen.

Jül-4318
Februar 2010
ISSN 0944-2952